

平成 29 年度 修士論文

地中建機バケット位置姿勢推定システムを用いた  
掘削時地中イメージングレーダに関する研究

指導教員 三輪 空司 准教授

群馬大学大学院理工学府 理工学専攻

電子情報・数理教育プログラム

鈴木 智洋

## 目次

第 1 章 序論.....	2
第 2 章 地中埋設物の 3 次元イメージング.....	4
第 3 章 バケット位置姿勢推定システム.....	6
3-1 6 自由度バケット位置姿勢推定アルゴリズム .....	8
3-2 位置推定シミュレーション.....	13
3-3 バケット位置姿勢推定システムの概要.....	16
3-4 バケット位置姿勢推定アルゴリズムの実験的な精度評価.....	20
3-5 位置推定誤差によるイメージングへの影響.....	23
第 4 章 地中レーダシステムの概要.....	26
4-1 アンテナ一体型バケット.....	26
4-2 使用アンテナ.....	30
4-3 超音波センサの設置.....	35
4-4 計測システム.....	37
第 5 章 地中での反射体 3 次元イメージング実験.....	38
5-1 実験の概要.....	38
5-2 実験の結果.....	41
第 6 章 結論.....	47
6-1 結論.....	47
6-2 今後の課題.....	48
参考文献.....	49
謝辞.....	49
研究業績.....	50
付録.....	51

## 第 1 章 序論

近年、パワーショベルやバックホー等の建設用機械を使用した工事の際、掘削時に地下に埋設された電話線や光ケーブル、ガス管や水道管等のライフラインを破損させてしまうような地下埋設物破損事故が後を絶たない。この事故は事故現場付近の住民へ重大な被害を及ぼし、また施工業者は指名停止扱いとなるなど、社会的な問題が大きい。

地下埋設物破損事故の対策として現在行われている方法は大きく分けて二つ存在する。一つ目は埋設図面の利用である。埋設図面とは地下に埋設されているケーブルや配管の位置を図面で表したものである。この図面を利用し予め埋設物の位置推定を行う。二つ目は探査機による事前の調査である。これは地中レーダ探査や電磁誘導探査等の地表面上からの探査を事前に行うというものである。しかし、埋設図面を利用する際、近年埋設されたものであればある程度回避可能であるが、図面の残っていない古い埋設物や、敷地内の工事等では、事前の探査に頼らざるを得ない。また、探査機による調査においても、地中レーダ探査では精度は高いが高価であるため頻繁に使用することができず、電磁誘導探査では位置推定自体は可能であるが精度としてはまだ十分とは言えない。また、位置推定ができているにも関わらず作業員の不注意或いは操作ミスによって事故が発生したという例も多い。そこで、事故を未然に防ぐためにパワーショベル等の土を掘り返すバケットと呼ばれる部分バケットにアンテナを一体化させ、地面を掘削しながらリアルタイムで地中を探索し、埋設物の有無を判断する「バケット一体型地中レーダシステム」が本研究室において提案されている。

先行研究ではアンテナが一体化されたバケットを用いて地中埋設物のリアルタイム計測を行った際、アンテナの強指向性方向が埋設物の方向に向いている場合であればバケットから 50 cm 程度まででの埋設物の有無を判断できた。しかし、石やバケット内部からの反射などの様々な反射波も受信してしまい、埋設物からの反射波を明確に分離できず、単発の受信波形のみでは埋設物の検知が困難となる問題があった。

そこで、本研究では埋設物からの反射が不明確な受信波形であったとしても複数地点での時間波形を取得し、仮想的な埋設物位置での時間波形を直接重ね合わせることで埋設物位置を推定するキルヒホッフマイグレーション処理を用いることで埋設物の 3 次元イメージングを試みる。イメージングによって埋設物の 3 次元的な位置・形状を可視化できれば掘削時に地中埋設物を破損するリスクが下がると考えられる。ただし、埋設物の 3 次元にイメージングを行うためには、バケットで地中を掘削している際の 3 次元的なアンテナ位置をリアルタイム且つ高精度に取得する必要がある。バケットに対するアンテナの相対的な位置関係は常に変わらないことからバケットの位置・姿勢が推定することでアンテナ位置を取得することができる。その為、GPS の位置推定原理<sup>(2)</sup>を応用した、「6 自由度バケット位置姿勢推定アルゴリズム」を新たに提案する。

また、反射体が埋設されているバケットの底面方向をイメージングすることになるため、

バケットに一体化させるアンテナの指向性もバケットの底面方向に向いたアンテナを使用する必要がある。

したがって本論文では、新たに提案するアルゴリズムを用いてアンテナの位置推定を行う「バケット位置・姿勢推定システム」を開発し、地中埋設物の 3 イメージングを行うことが最大の目的である。



## 第2章 埋設物の3次元イメージング

地中埋設物の3次元イメージングを行う手法の一つとして、マイグレーション処理という手法が存在する。マイグレーションとは反射波形を時刻  $t=0$  に反射体位置から送信されたと考え、仮想的な送信波源を推定することで反射体のイメージングを行う手法である。マイグレーションの種類はいくつかあるが、本論文で述べているマイグレーション処理はキルヒホッフマイグレーションのことであり、以下マイグレーション処理はキルヒホッフマイグレーションのことを指す。そのイメージ図をFig. 1に示す。キルヒホッフマイグレーションは時間波形を直接重ね合わせるマイグレーション処理であり、比較的アルゴリズムが単純で、簡単な計算にて求めることができる。通常反射波はアンテナ正面方向から到来するとは限らないため、取得したデータを取得位置順に並べても明瞭なイメージングをすることはできない。そこで媒質の比誘電率を用い媒質中の伝搬速度を仮定することで波形から送受間の距離が求まり、この仮想反射体の位置は同心円上のどこかに存在する事が決まるので、アンテナ位置 $(x_i, y_i, z_i)$ での受信波形を $f(x_i, y_i, z_i, t)$ 、 $R(x_i - x, y_i - y, z_i - z)$ をアンテナ位置 $(x_i, y_i, z_i)$ と仮想反射体位置 $u(x, y, z)$ までの距離、媒質中の比誘電率 $\varepsilon$ によって得られる電波の伝搬速度を $v$ と置く事により、

$$u(x, y, z) = \sum_{i=1}^N f(x_i, y_i, z_i, t) \quad (2.1)$$

$$t = \frac{2R(x_i - x, y_i - y, z_i - z)}{v} \quad (2.2)$$

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon}} \quad (2.3)$$

(2.1)式～(2.3)式によって真の反射点でのみ信号の空間的な相関が高まるので反射体イメージが求められる。このマイグレーション処理による空間的な相関性によってS/N比が向上し、より鮮明なイメージングが可能となる。

以上のマイグレーション処理を用いた地中埋設物のイメージングを行うためには、リアルタイムで高精度にアンテナ位置を推定できることが望ましい。その要件を満たすために本研究で用いたアンテナ位置 $X$ を取得する方法については第3章で述べる。

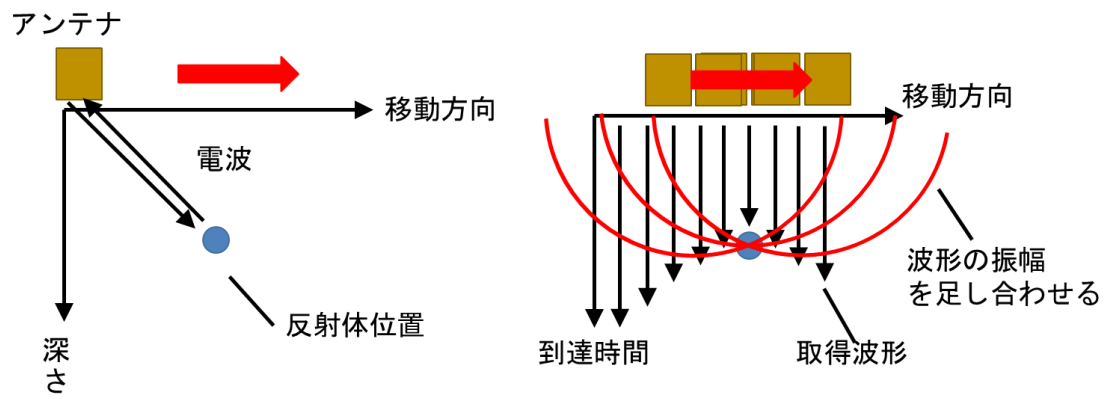


Fig. 2-1 キルヒホッフマイグレーションの概要

### 第3章 バケットの位置姿勢推定システム

イメージングの際にはアンテナの正確な位置情報とその箇所でのレーダ受信波形をリアルタイムで対応付けることが必要である。したがって、アンテナの位置推定は高精度且つ高速に測位できることが前提である。測位に関して考えられる手段としては主に、GPS（全地球測位）、磁気センサ、加速度センサ、ジャイロセンサ、超音波センサが挙げられる。それぞれの特徴を Table 3-1 に示す。GPS（全地球）では測位精度が数メートルであり、計測時間も数十秒程度必要とするため、リアルタイムで測位を行うとしては適さない。また、磁気センサを用いる測位に関しては、センサを金属製のバケットに取り付ける必要があるため、磁性金属による検出感度への影響が存在する点で問題がある。加速度センサとジャイロセンサを用いる方法でも本実験における位置推定に適しているが、超音波の方は送受信間距離が分かればほとんど測定時間を要せずに簡易的な処理で高精度な位置推定が行えるため、本実験では超音波センサを用いて測位を行うことにした。また、測位用のセンサをアンテナに取り付けると、地面を掘削する際にセンサが破損してしまうことが考えられる。そこで、バケットとバケットに取り付けられるアンテナの相対的な位置関係は常に変わらないことに着目し、バケットの位置・姿勢が求めることでアンテナ位置 $X(x, y, z)$ を求める方法を次項で述べる。

Table 3-1 主な測位の手法

	GPS（全地球）	磁気センサ	加速度センサ ジャイロセンサ	超音波センサ
精度	×	○	○	○
測定時間	×	○	○	○
バケットへの 設置適応性	○	×	△	○

バケットの位置推定には送受信それぞれ4つの超音波トランスデューサアレイを用いる。一般的に用いられるGPS測位のイメージ図を Fig. 3-1 に示す。基本的な原理としては、送信源から複数の受信点での距離を半径としたそれぞれの球面の交点を求めることで送信源の位置推定を行うことができる。3次元の位置を決定するには未知数は最低3個となるが、受信センサでの誤差 $s$ も未知数として扱われているため、未知数は4個となり、これを解くためには最低4つの球の方程式が必要となる。実際には誤差 $s$ によって球面は1点で交わらないため、誤差 $s$ を変化させ最小二乗的に交点を求める。

したがって、単純にGPSの原理を用いてバケットに設置された複数の送信位置を複数の受信センサで個別に求めることでバケットの3次元位置推定は可能である。しかし、バケットに設置されている送信点4つの相対的な位置は固定されていることから、送信点の相対的な位置関係の先見情報も取り入れた位置推定アルゴリズムを用いることで、位置だけ

ではなく、その姿勢も同時に推定でき、かつ位置推定精度はさらに向上すると考えられる。  
以下、新たに提案する「6 自由度バケット位置姿勢推定アルゴリズム」について説明する。

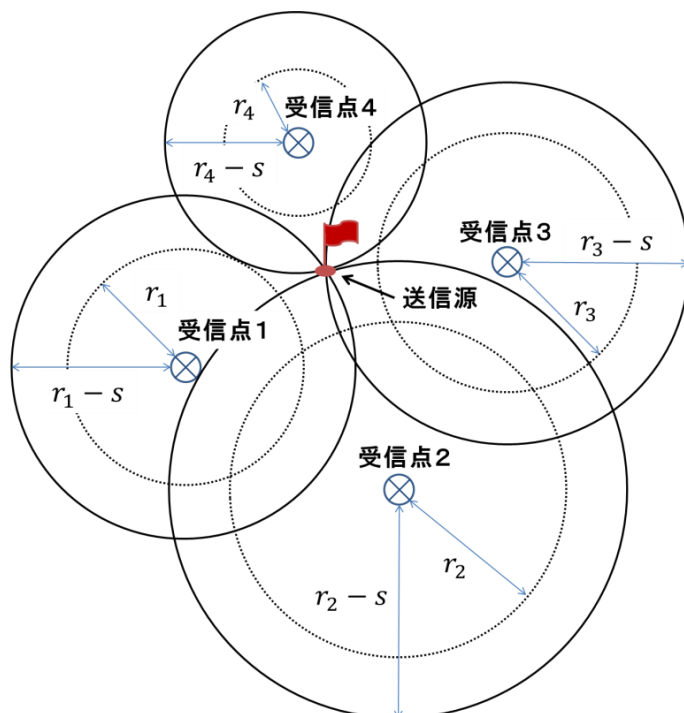


Fig. 3-1 GPS 測位のイメージ図

### 3-1 6 自由度バケット位置姿勢推定アルゴリズム

Fig. 3-2 にバケットに設置する送信点 $P_1 \sim P_4$ の配置を示す。送信点 $P_1 \sim P_4$ はすべて同じ平面上に存在し、ベクトル $\overrightarrow{P_1P_2}$ 、 $\overrightarrow{P_3P_4}$ は $\overrightarrow{P_1P_3}$ 、 $\overrightarrow{P_2P_4}$ と互いに直交した配置とする。Fig.3-3 に示すように、 $\overrightarrow{P_1P_2}$ の単位方向ベクトルを $\vec{s}_1$ とし、 $\vec{s}_1$ を $xy$ 平面内に投影したときの $x$ 軸から $y$ 軸に向かう方向の角度を $\varphi$ 、 $z$ 軸から $\vec{s}_1$ に向かう方向の角度を $\theta$ とする。また、 $xy$ 平面内で $\vec{s}_1$ と互いに直交する単位ベクトルを $\vec{s}_2$ 、 $\vec{s}_1$ と $\vec{s}_2$ に直交する単位ベクトルを $\vec{s}_3$ とすると $\vec{s}_1 \sim \vec{s}_3$ は(3.1)~(3.3)式で表される。

$$\vec{s}_1 = \begin{pmatrix} \cos \varphi \sin \theta \\ \sin \varphi \sin \theta \\ \cos \theta \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

$$\vec{s}_2 = \begin{pmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

$$\vec{s}_3 = \begin{pmatrix} \cos \varphi \cos \theta \\ \sin \varphi \cos \theta \\ -\sin \theta \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

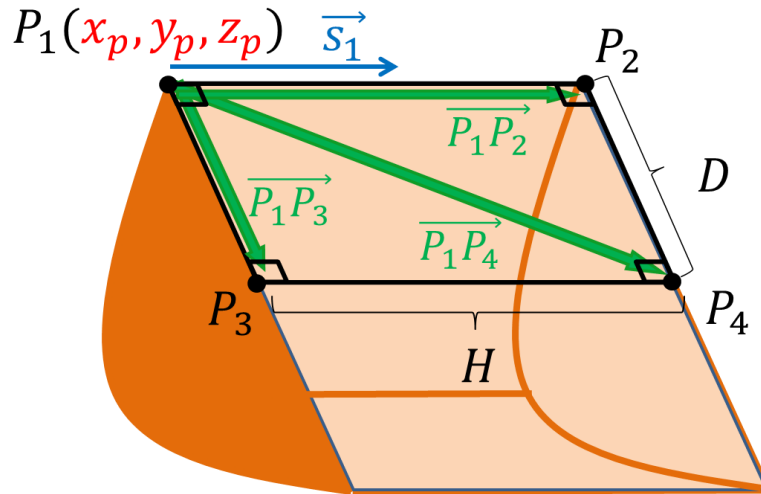


Fig. 3-2 バケットに配置する送信点位置

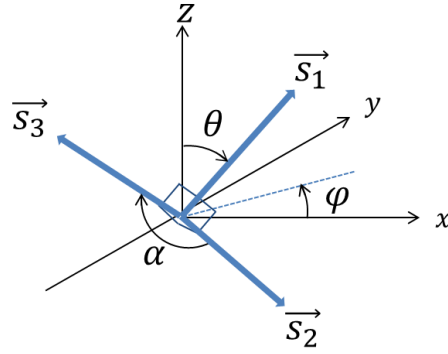


Fig. 3-3 単位ベクトル $\vec{s}_1 \sim \vec{s}_3$ の定義

$\vec{P_1P_3}$ は $\vec{P_1P_2}$ と直交しており $\vec{s}_2$ 、 $\vec{s}_3$ のベクトルが含む面内に存在する。ここで、 $xy$ 面内にある $\vec{s}_2$ を基準としたとき $\vec{s}_2$ から $\vec{s}_3$ に向かう方向の角度を $\alpha$ とすると、方向ベクトル $\vec{P_1P_2}$ 、 $\vec{P_1P_3}$ 、 $\vec{P_1P_4}$ は(3.4)~(3.6)式で表せる。

$$\vec{P_1P_2} = H \cdot \vec{s}_1 \quad (3.4)$$

$$\vec{P_1P_3} = D \cdot (\vec{s}_2 \cos \alpha + \vec{s}_3 \sin \alpha) \quad (3.5)$$

$$\vec{P_1P_4} = \vec{P_1P_2} + \vec{P_1P_3} \quad (3.6)$$

超音波トランスデューサの受信点 $i(i=1\sim 4)$ と送信点 $P_k(k=1\sim 4)$ の疑似距離 $r_{i,k}$ は送受信間の正確な距離 $\rho_{i,k}$ に受信機のクロックが立ち上がるまでの遅れ $\delta\tau$ による誤差が加わったもので表され、以下の(3.7)式で表される。また、(3.8)式は空気中での超音波の伝搬速度を $v$ とした時、誤差による時間の遅れを距離に換算したものである。

$$r_{i,k} = \rho_{i,k} + s \quad (3.7)$$

$$s = v \times \delta\tau \quad (3.8)$$

この時、未知である送信点 $P_{k=1}$ の位置を $(x_p, y_p, z_p)$ とすれば、(3.4)~(3.6)式より送信点 $P_2 \sim P_4$ の位置は相対的に既知である。したがって、 $\vec{P_1P_2}$ を $p(\theta, \varphi)$ 、 $\vec{P_1P_3}$ を $q(\theta, \varphi, \alpha)$ 、既知である受信点 $i$ の正確な位置を $(x_i, y_i, z_i)$ とすると、(3.4)~(3.8)式より、 $r_{i,k}$ は(3.9)式のように表される。

$$\left\{ \begin{array}{l} r_{i=1\sim 4,k=1} = \sqrt{(x_i - x_p)^2 + (y_i - y_p)^2 + (z_i - z_p)^2} + s \\ r_{i=1\sim 4,k=2} = \sqrt{\frac{(x_i - x_p - p_x)^2 + (y_i - y_p - p_y)^2}{+ (z_i - z_p - p_z)^2}} + s \\ r_{i=1\sim 4,k=3} = \sqrt{\frac{(x_i - x_p - q_x)^2 + (y_i - y_p - q_y)^2}{+ (z_i - z_p - q_z)^2}} + s \\ r_{i=1\sim 4,k=4} = \sqrt{\frac{(x_i - x_p - q_x)^2 + (y_i - y_p - q_y)^2}{+ (z_i - z_p - q_z)^2}} + s \end{array} \right. \quad (3.9)$$

(3.9)式は $s$ を移項し、両辺を二乗すると球面に関する式であり、 $x_i, y_i, z_i, r_{ik}$ は既知の値であるため、半径 $r_{i=1,k} \sim r_{i=4,k}$  ( $k=1\sim 4$ )の球面の交点を最小二乗的に求めることで、送信点 $P_k$ の位置 $(x_k, y_k, z_k)$ が得られる。解を得るためにはまず、任意の初期値 $x^0, y^0, z^0, s^0, \theta^0, \varphi^0, \alpha^0$ を用意し、 $\theta^0, \varphi^0, \alpha^0$ における $p(\theta, \varphi), q(\theta, \varphi, \alpha)$ をそれぞれ $p^0(\theta^0, \varphi^0), q^0(\theta^0, \varphi^0, \alpha^0)$ とすると、それらを解としたときの疑似距離 $r_{i=1\sim 4,k}^0$ は(3.10)式のようになり、実際に測定された疑似距離 $r_{i,k}$ と初期値での疑似距離 $r_{i,k}^0$ の残差 $\Delta r_{i,k}$ は(3.11)式で表される。

$$\left\{ \begin{array}{l} r_{i=1\sim 4,k=1}^0 = \sqrt{(x_i - x^0)^2 + (y_i - y^0)^2 + (z_i - z^0)^2} + s_0 \\ r_{i=1\sim 4,k=2}^0 = \sqrt{\frac{(x_i - x^0 - p_x^0)^2 + (y_i - y^0 - p_y^0)^2}{+ (z_i - z^0 - p_z^0)^2}} + s_0 \\ r_{i=1\sim 4,k=3}^0 = \sqrt{\frac{(x_i - x^0 - q_x^0)^2 + (y_i - y^0 - q_y^0)^2}{+ (z_i - z^0 - q_z^0)^2}} + s_0 \\ r_{i=1\sim 4,k=4}^0 = \sqrt{\frac{(x_i - x^0 - p_x^0 - q_x^0)^2 + (y_i - y^0 - p_y^0 - q_y^0)^2}{+ (z_i - z^0 - p_z^0 - q_z^0)^2}} + s_0 \end{array} \right. \quad (3.10)$$

$$\Delta r_{i,k} = r_{i,k} - r_{i,k}^0 \quad (3.11)$$

また、 $x^0, y^0, z^0, s^0, \theta^0, \varphi^0, \alpha^0$ の変化量を $\Delta x, \Delta y, \Delta z, \Delta s, \Delta \theta, \Delta \varphi, \Delta \alpha$ と書くと $\Delta r_{i,k}$ は、(3.12)式となり、計 16 の連立方程式が得られる。 $\Delta r_{i,k}$ は既知であるため、この連立方程式を $\Delta x, \Delta y, \Delta \alpha, \Delta z, \Delta s, \Delta \theta, \Delta \varphi$ について解けばよいことになる。得られた解によって更新された初期値は、(3.13)式のようになり、その値を(3.10)式に戻す。以上の計算を残差 $\Delta r_{i,k}$ 十分小さくなるまで繰り返すことで真値に近い値を求めることができ、送信点 $P_k$ の位置 $(x_k, y_k, z_k)$ を推定することができる。

$$\Delta r_{i,k} = \frac{\partial r_{i,k}}{\partial x} \Delta x + \frac{\partial r_{i,k}}{\partial y} \Delta y + \frac{\partial r_{i,k}}{\partial z} \Delta z + \frac{\partial r_{i,k}}{\partial s} \Delta s + \frac{\partial r_{i,k}}{\partial \theta} \Delta \theta + \frac{\partial r_{i,k}}{\partial \varphi} \Delta \varphi + \frac{\partial r_{i,k}}{\partial \alpha} \Delta \alpha \quad (3.12)$$

$$\begin{cases} x^1 = x^0 + \Delta x \\ y^1 = y^0 + \Delta y \\ z^1 = z^0 + \Delta z \\ s^1 = s^0 + \Delta s \\ \theta^1 = \theta^0 + \Delta \theta \\ \varphi^1 = \varphi^0 + \Delta \varphi \\ \alpha^1 = \alpha^0 + \Delta \alpha \end{cases} \quad (3.13)$$

以上の過程において得られた送信点位置 $P_1 \sim P_4$ を用いてアンテナ位置を求める。ただし Fig.3-4 に示すように、アンテナは送信用と受信用の2体をバケット底面に設置するため、それぞれの給電点間の中心をアンテナ位置 $P_6$ とする。まず、送信点位置 $P_1 \sim P_4$ を平均して求めた中心座標を $P_m$ 、 $\overrightarrow{P_{13}}$ と $\overrightarrow{P_{24}}$ の単位ベクトル平均を $\overrightarrow{P_D}$ 、 $P_m$ から $P_5$ までの距離を  $L1$  としたとき、 $P_5$ の座標は以下の(3.14)式で表される。

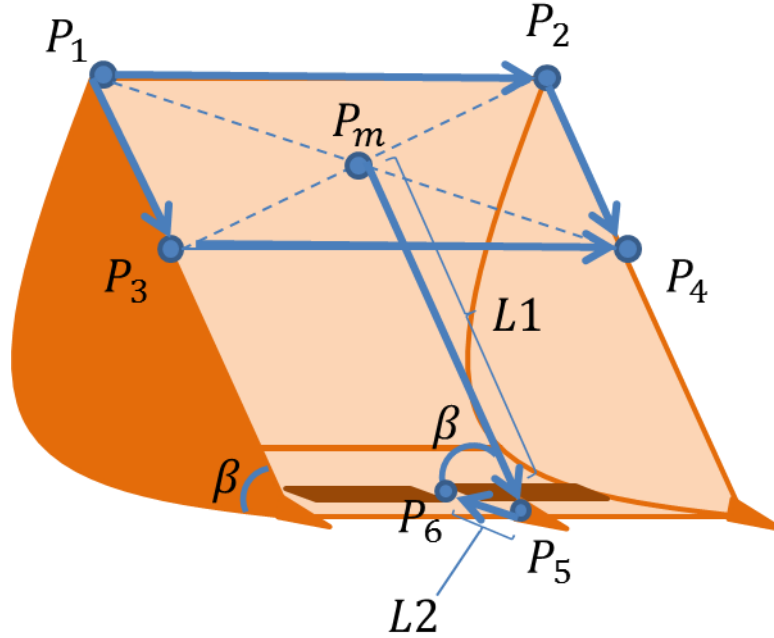


Fig. 3-4 アンテナ位置の定義



$$P_5 = P_m + L1 \cdot \overrightarrow{P_D} \quad (3.14)$$

また、 $\overrightarrow{P_{12}}$ と $\overrightarrow{P_{34}}$ の単位ベクトル平均 $\overrightarrow{P_H}$ を(3.15)式で表す。このとき、アンテナ位置 $P_6$ は $\overrightarrow{P_H}$ を回転軸として $\overrightarrow{P_D}$ をバケット底面方向に角度 $\beta$ だけ回転させた方向に存在する。ここで、 $\overrightarrow{P_D}$ の成分を(3.16)式で表し、(3.17)式のロドリゲスの回転行列を用いると、回転後の単位ベクトル $\overrightarrow{P_{56}} = (x' \ y' \ z' \ 1)$ は(3.18)式で表される。

$$\overrightarrow{P_H} = \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

$$\overrightarrow{P_D} = (x \ y \ z) \quad (3.16)$$

$$R = \begin{pmatrix} n_1^2 + (1 - n_1^2) \cos \beta & n_1 n_2 (1 - \cos \beta) + n_3 \sin \beta & n_1 n_3 (1 - \cos \beta) - n_2 \sin \beta & 0 \\ n_1 n_2 (1 - \cos \beta) - n_3 \sin \beta & n_2^2 + (1 - n_2^2) \cos \beta & n_2 n_3 (1 - \cos \beta) + n_1 \sin \beta & 0 \\ n_1 n_3 (1 - \cos \beta) + n_2 \sin \beta & n_2 n_3 (1 - \cos \beta) - n_1 \sin \beta & n_3^2 + (1 - n_3^2) \cos \beta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

$$(x' \ y' \ z' \ 1) = -\overrightarrow{P_D} \cdot R \quad (3.18)$$

したがって、 $P_5$ から $P_6$ までの距離を  $L2$  としたとき、(3.18)式を用いるとアンテナ位置 $P_6$ は以下の(3.19)式で表すことができ、アンテナ位置が求められる。

$$P_6 = P_5 + L2 \cdot (x' \ y' \ z') \quad (3.19)$$

### 3-2 位置推定シミュレーション

既存の方法である GPS の原理を用いた送信点位置を個別に求めるアルゴリズムと前項で提案したバケットの相対的な位置関係を考慮したアルゴリズムにおいてシミュレーションを通して位置推定精度の比較を行った。以降、従来法は前者のアルゴリズムを、提案法は後者のアルゴリズムのことを指す。送信点をバケット側として送受信点を Fig. 3-5 のように配置し、実際の計測環境に近づけるため、ノイズとして疑似距離に 2cm の計測誤差を与えた状態で各送信点の位置推定シミュレーションを行う。双方のアルゴリズムで位置推定を 100 回試行したときのシミュレーション結果を Fig. 3-6 に示す。Fig. 3-6 は、各成分について測位された各送信点位置と真値とのばらつきの二乗平均値を表している。また、Fig. 3-6 における誤差の平均値は Table 3-2 に示す結果となった。Fig. 3-6 の結果を比較すると、提案法の方が  $x, y, z$  全方向において真値からのばらつきが減少する結果となった。また、Table 3-2 より、 $X, Y, Z$  成分で、位置推定精度が約 26~63% 向上していることから、提案法によって位置推定精度を向上することを示すことができた。

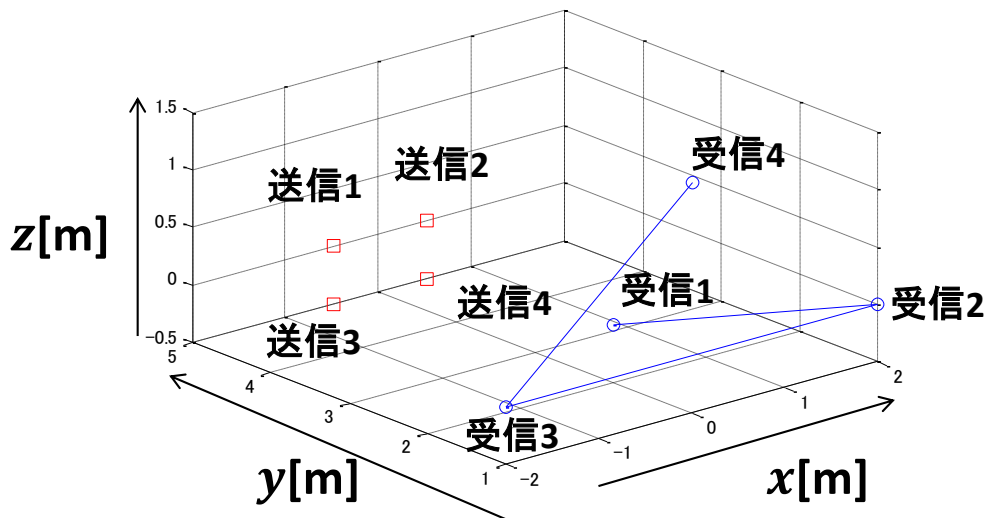
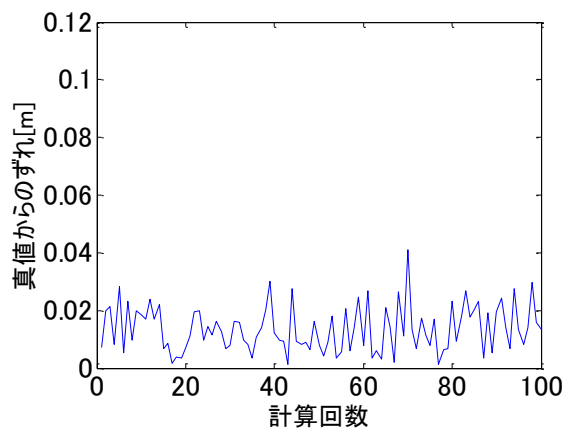
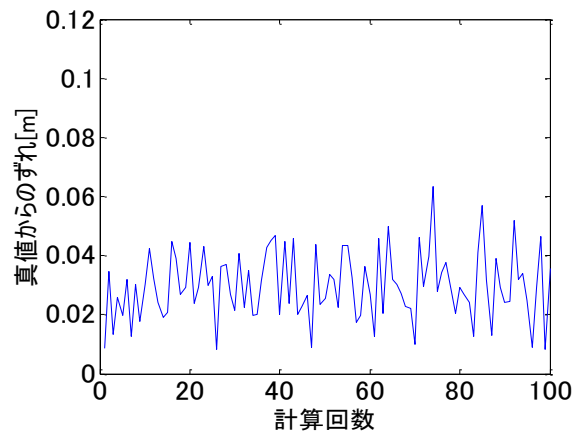


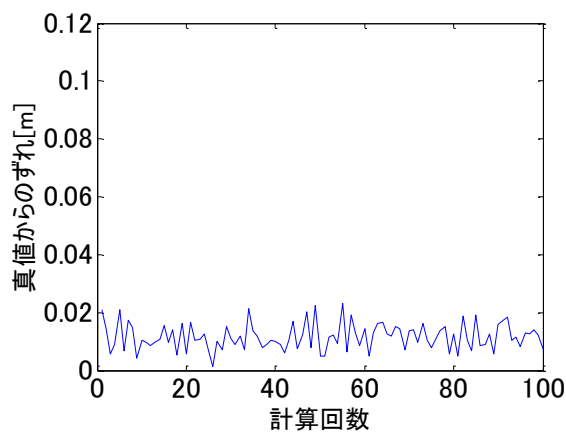
Fig. 3-5 送受信点の配置



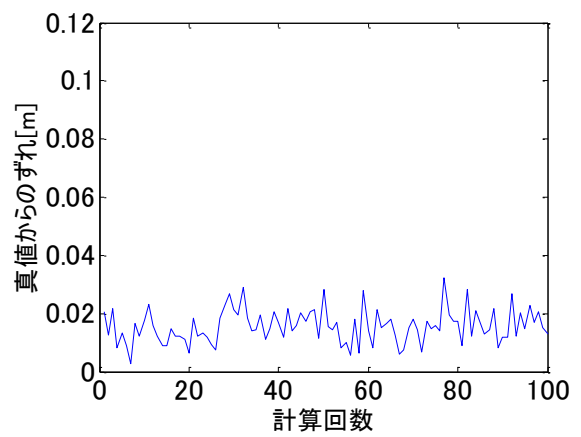
(a) x 方向(提案法)



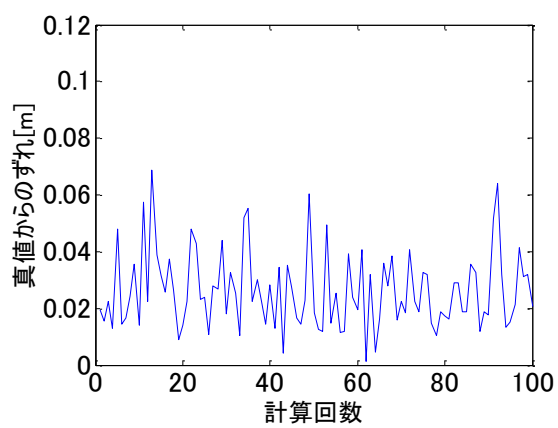
(d) x 方向(従来法)



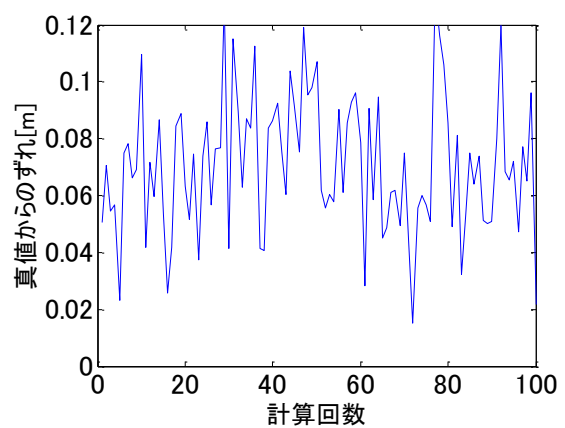
(b) y 方向(提案法)



(e) y 方向(従来法)



(c) z 方向(提案法)



(f) z 方向(従来法)

Fig. 3-6 シミュレーション結果

((a)~(c) : 提案法での推定結果 (d)~(f) : 従来法での推定結果)

Table 3-2 従来法と提案法の誤差平均値

	$x$ [cm]	$y$ [cm]	$z$ [cm]
従来法	2.98	1.56	7.07
提案法	1.36	1.16	2.62

### 3-3 バケット位置姿勢推定システムの概要

バケット位置姿勢推定システムの概要図を以下の Fig.3-7 に示す。以下、システムの概要について簡単に説明する。まず PC 上で送信波として、周波数 40kHz、振幅 $\pm 10$  V のガウス変調正弦波パルスを生成し、DA コンバータを介してアナログ信号に変換した後、それらの信号を各送信点にて送信し、各受信センサでの受信波形を増幅器 AD コンバータを介して PC に取り込むといった流れである。送信波形を Fig. 3-8 に受信波形を Fig. 3-9 に示す。送信波形については、各受信センサでの受信波形がどの送信点からの信号かを区別するため、時分割方式で各送信点から信号を送信している。各受信センサでの受信波形において 4 つの包絡線のピーク値から送受信間の伝搬時間を読み取ることで、16 パターンの送受信間距離が得られ、その情報から位置姿勢推定アルゴリズムを用いて送信点の位置推定を行う。また、システム内で使用した機器の仕様を Table 3-3 に、超音波トランスデューサの指向性及び周波数特性を Fig. 3-10、Fig. 3-11 に示す。増幅器については、差動増幅回路及び非反転増幅回路を組み合わせた回路を作製し、Fig. 3-12 のような筐体に収めた。増幅率については、超音波センサ間が 1 m 離れた時に受信波形が約 10 V まで増幅されるように設計した。

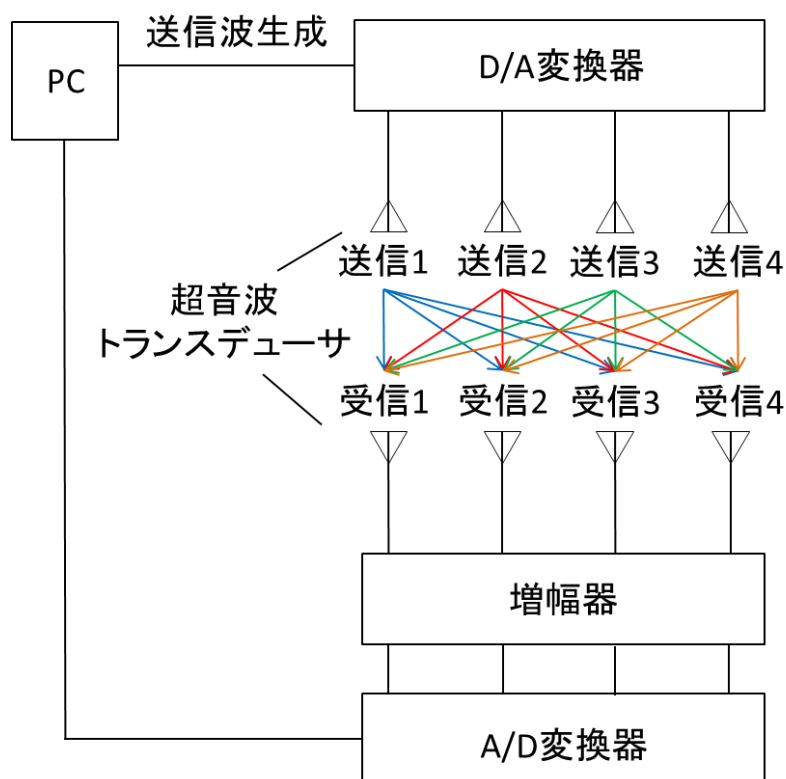


Fig. 3-7 バケット位置推定システムの概要

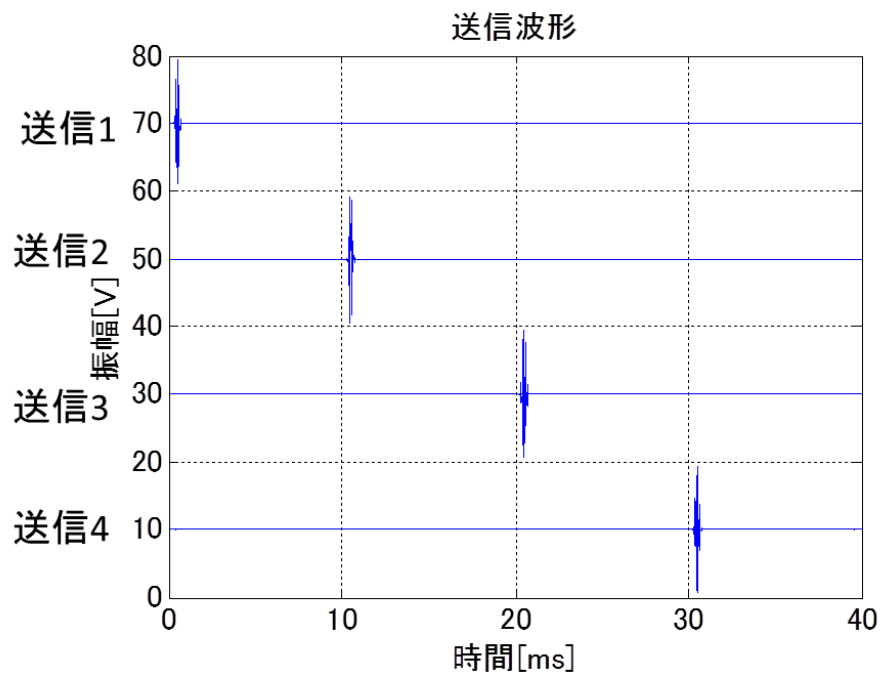


Fig. 3-8 各送信センサからの送信波形

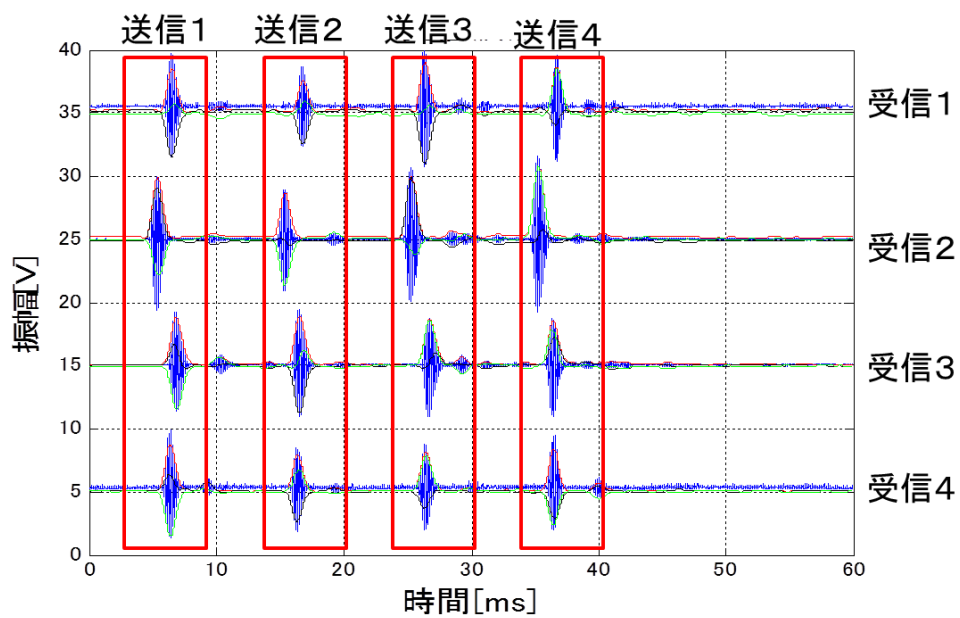
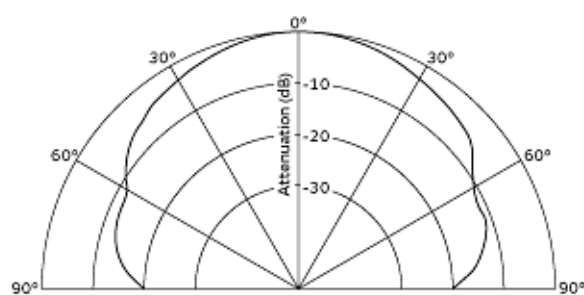


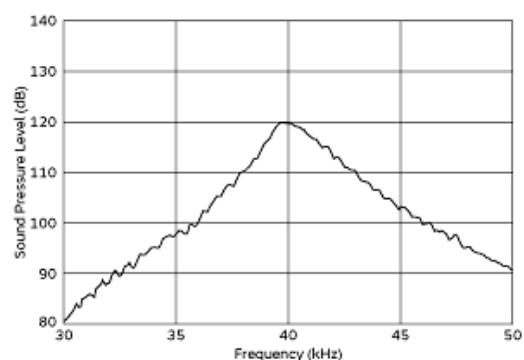
Fig. 3-9 各受信センサでの受信波形

Table 3-3 使用した機器・センサの仕様

名称	メーカー	型番	主な仕様
DA コンバータ	CONTEC	DAI-16-4(LPCI)L	出力チャンネル数：4 ch サンプリング周波数：100 kHz 分解能：16 bit 出力レンジ：±10 V
AD コンバータ	CONTEC	AI-1204Z-PCI	入力チャンネル数：4 ch サンプリング周波数：10 MHz 分解能：12 bit 入力レンジ：±10 V
超音波 トランスデューサ	村田製作所	MA40S4S(送信) MA40S4R(受信)	中心周波数：40 kHz 指向性：80 deg.

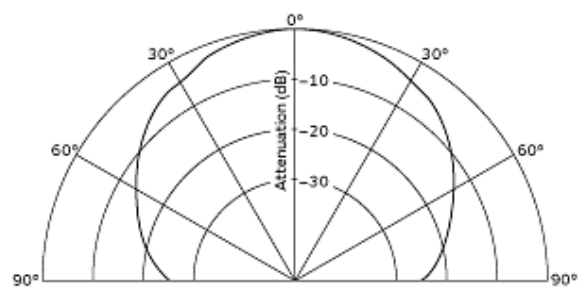


指向性特性

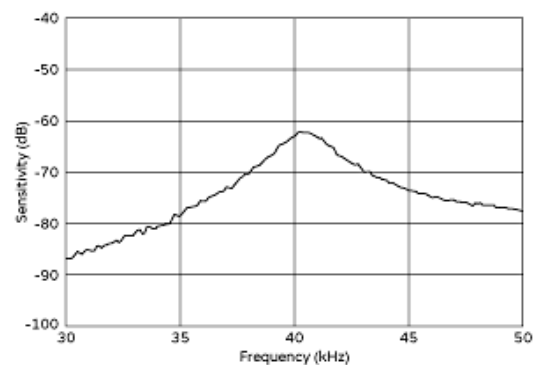


周波数特性

Fig. 3-10 MA40S4S(送信)の指向性及び周波数特性



指向性特性



周波数特性

Fig. 3-11 MA40S4R(送信)の指向性及び周波数特性



Fig. 3-12 増幅回路を収めた筐体



### 3-4 バケット位置姿勢推定アルゴリズムの実験的な精度評価

前節で述べたバケット位置姿勢推定システムを用いて、既存のアルゴリズムと提案法のそれぞれのアルゴリズムについて実験的な精度評価を行う。実験内容としては絶対位置の精度評価、相対位置の精度評価の2パターンである。まずは Fig. 3-13 に示す絶対位置の精度評価実験についてだが、バケット側にあたる送信点を原点から 2 m 離れた位置に配置し、双方のアルゴリズムで位置推定を行い、原点からの絶対位置について精度評価を行った。位置推定処理速度については、1 秒あたり約 8 回の位置推定が可能である。また、精度評価実験を行うにあたり Fig. 3-15 に示すようにアルミのフレームを用いて送受信点位置を正確に把握できる機構を作製した。Fig. 3-14 に示す相対位置の精度評価実験については、送信点位置を原点から 2 m 離れた位置に配置した状態で送信点の位置推定を行った後、Y 方向へ相対的に 50 cm 移動させた位置でも再度位置推定を行い、両者の差を取ることで相対位置の精度評価を行った。

絶対位置誤差についての実験結果を Table 3-4 に、相対位置誤差の実験結果を Table 3-5 に示す。Table 3-4 の各成分について測位された各送信点位置と真値とのばらつきの二乗平均値を、Table 3-5 は各送信点位置の相対変位と真値とのばらつきの二乗平均値を表している。提案法によって絶対位置誤差、相対位置誤差ともに各成分の精度が向上しており、既存のアルゴリズムに比べて誤差が低減することを確認できた。また、反射体イメージングでは、送信点の相対位置精度が重要となるため、提案法によって高精度なイメージングが期待できる結果となった。

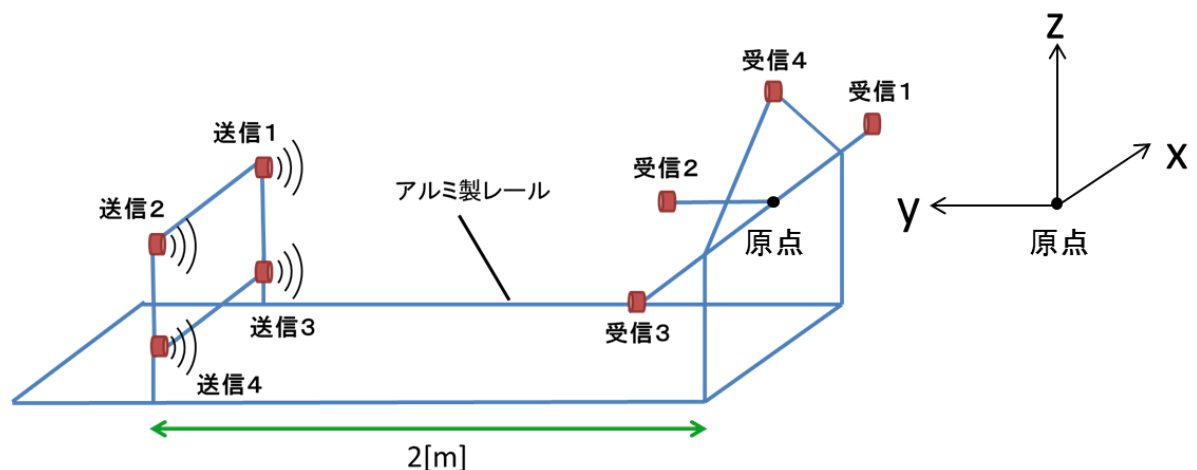


Fig. 3-13 絶対位置の精度評価実験概要図

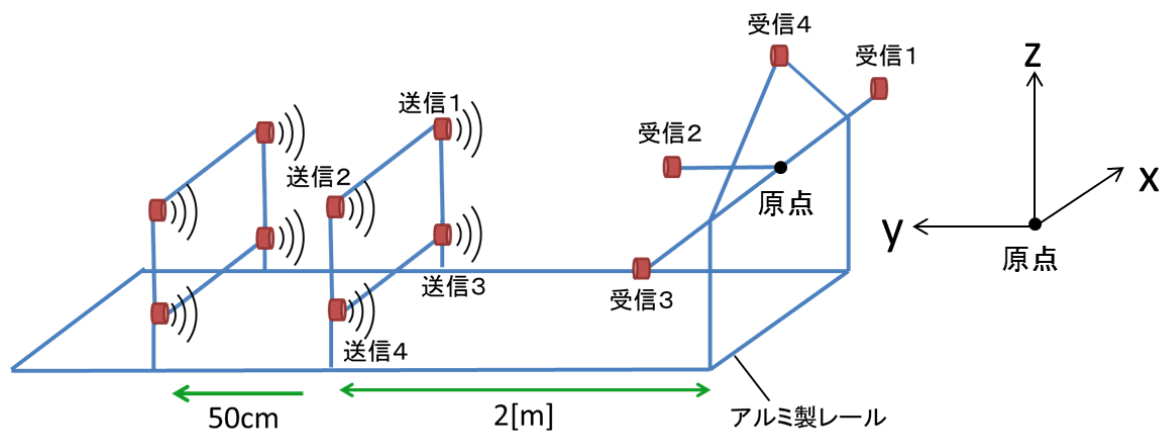


Fig. 3-14 相対位置の精度評価実験概要図

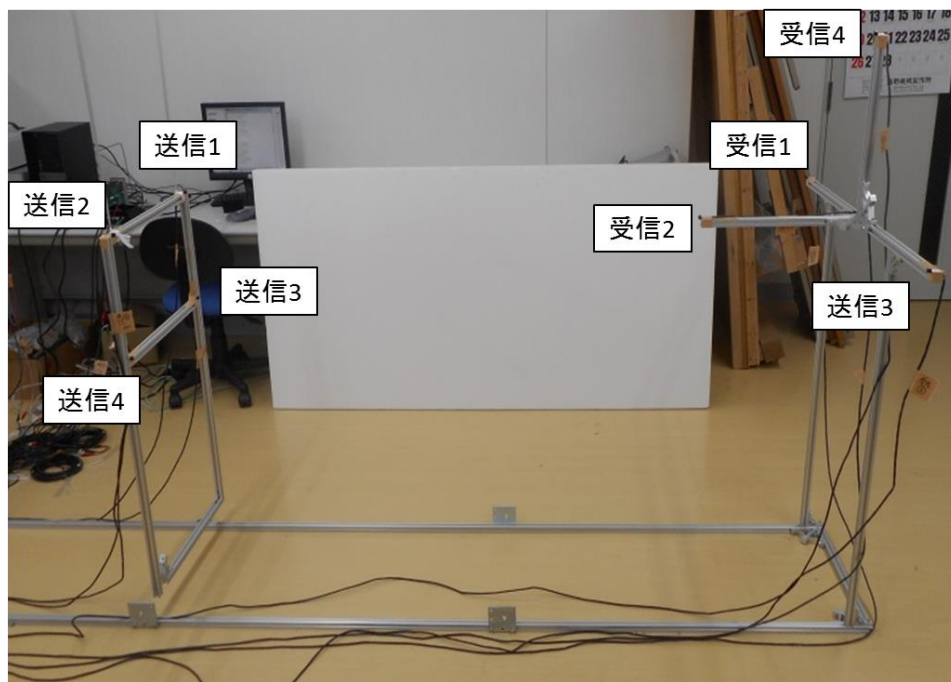


Fig. 3-15 精度評価のための機構

Table 3-4 各成分の絶対位置誤差

	X 方向	Y 方向	Z 方向
既存法	2.018	0.876	4.803
提案法	0.805	0.616	1.245

Table 3-5 各成分の相対位置誤差

	X 方向	Y 方向	Z 方向
既存法	1.01	1.00	5.09
提案法	0.18	0.47	0.42

### 3-5 位置推定誤差によるイメージングへの影響

前項にて、双方の位置推定アルゴリズムの実験的な精度評価を行った結果、新たに提案したアルゴリズムによって位置推定精度が向上することを示した。反射体イメージングでは、送信点の相対位置精度が重要となることから、ここでは反射体イメージングの際、アンテナ位置各成分に前項の Table 3-5 に示した双方のアルゴリズムの相対位置誤差を与えた時に地中埋設物のイメージングにどの程度影響するのかをシミュレーションを通して比較する。シミュレーションの概要を以下の Fig. 3-16 に示す。まず、長さ 1 m の棒状物体を  $Z = -60$  cm の位置に埋設しアンテナを掘削軌道上に動かした場合を仮定する。その時、各アンテナの位置の  $x, y, z$  成分に Table 3-5 の相対位置誤差を与えた状態で反射体イメージングを行い、誤差を与えていないイメージング結果との比較を行う。イメージングの際に用いた波形を Fig. 3-17 に示す。実際の受信波形に近づけるため、中心周波数 20 MHz、帯域幅 0.5 GHz のガウス変調正弦波パルスにノイズを加えている。誤差を与えない場合での結果を Fig. 3-18 に、アンテナ位置に双方のアルゴリズムでの相対誤差を与えた時の結果を Fig. 3-19、Fig. 3-20 に示す。双方のアルゴリズムの結果を比較すると、提案したアルゴリズムの位置推定精度であれば、マイグレーション結果にはほとんど影響しないと考えられる。また、提案法と既存のアルゴリズムでの相対位置誤差を与えた時のイメージング結果と、誤差を与えない時のイメージング結果との相関係数を Table 3-6 に示す。この結果から提案法によって数値的にもイメージングの精度は向上していると言える。

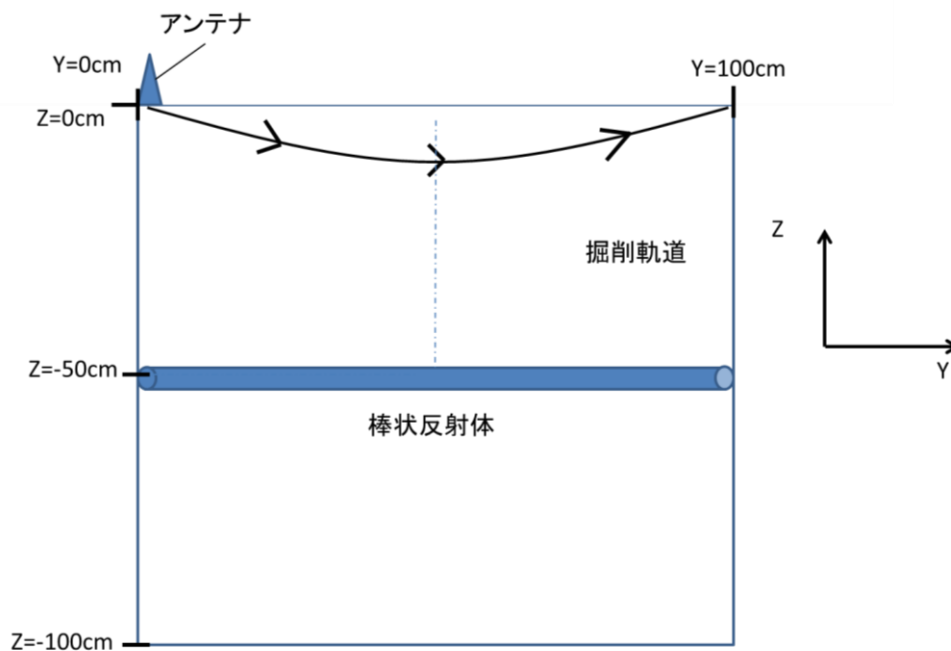


Fig. 3-16 棒状物体でのマイグレーション概要図

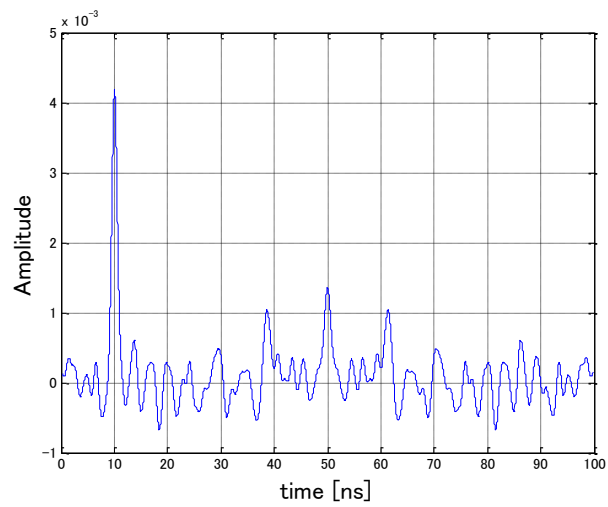


Fig. 3-17 イメージングシミュレーションで用いた波形

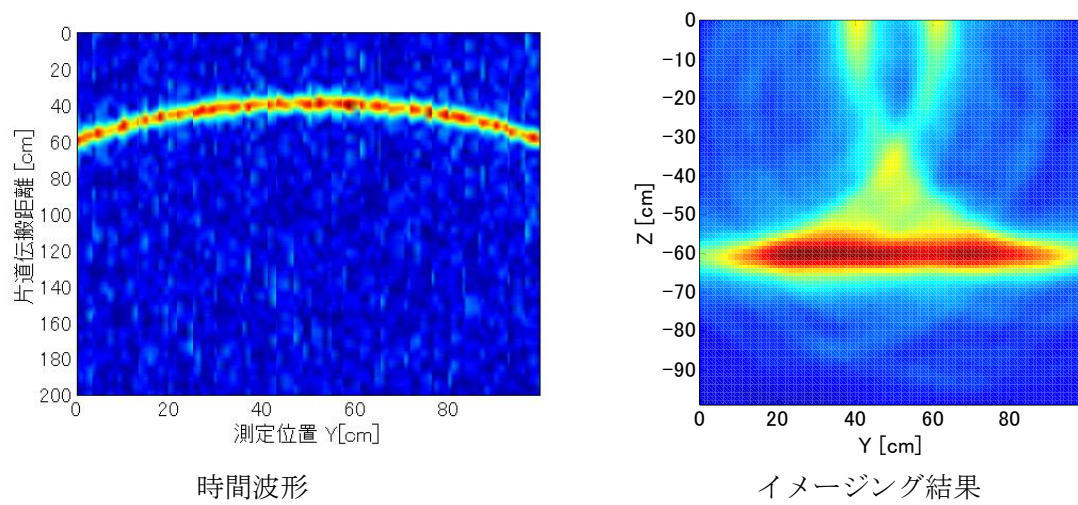


Fig. 3-18 誤差を与えない場合のシミュレーション結果

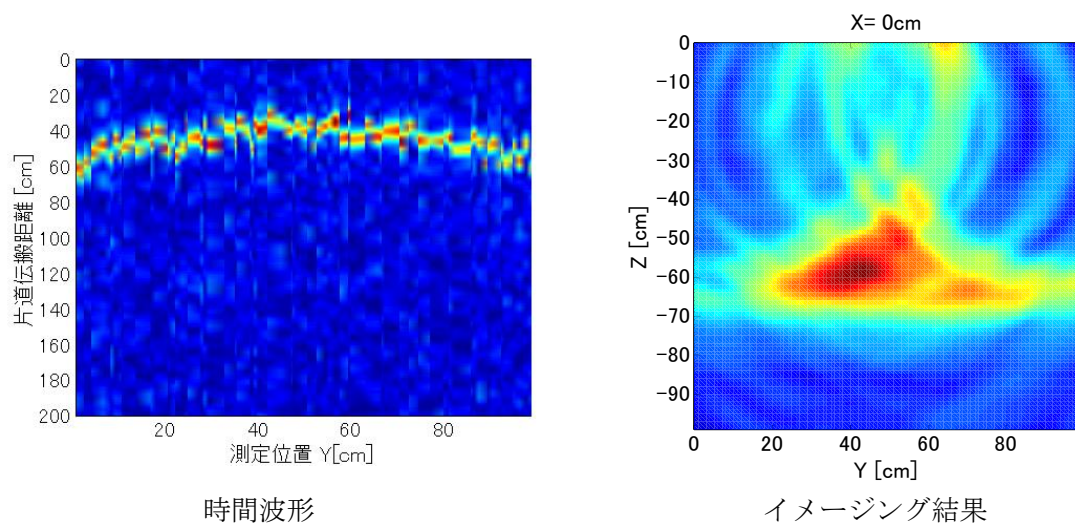


Fig. 3-19 従来のアルゴリズムでの誤差を与えた場合のシミュレーション結果

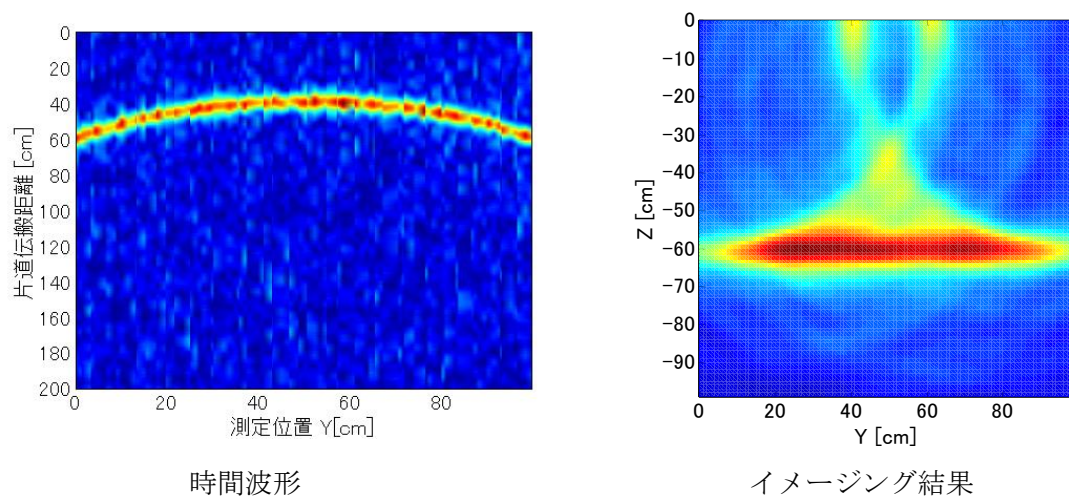


Fig. 3-20 提案したアルゴリズムでの誤差を与えた場合のシミュレーション結果

Table 3-6 従来法と提案法での真値との相関係数

従来のアルゴリズム	提案したアルゴリズム
0.8740	0.9991

## 第4章 地中レーダシステムの概要

本章では地中埋設物の3次元イメージング実験で使用する「地中レーダシステム」の概要について説明する。概要図を Fig. 4-1 に示す。システムの内容としては第4章で述べた「バケット位置姿勢推定システム」にネットワークアナライザと送受信アンテナが加わった形となっており、送受信アンテナ及び送信超音波センサはバケットに設置し、リアルタイムで取得されるアンテナ位置データと対応して得られるレーダ波形をPCに取り込み後、イメージング処理を行う。ただし、アンテナ位置推定とレーダ計測を行うタイミングについては、プログラム上でレーダ波形を取得した後に位置推定を行うように制御している。以降、システムの細部について述べる。

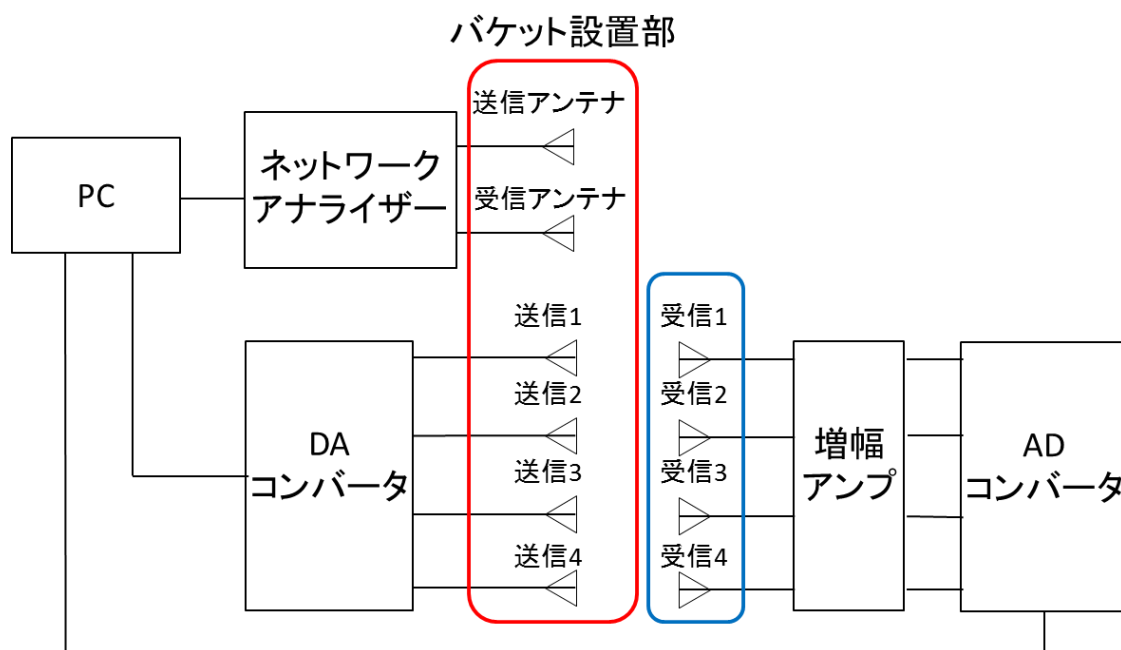


Fig. 4-1 地中レーダシステム概要図

### 4-1 アンテナ一体型バケット

バケットは一般に使われているCAT製の製品(型番:154-0616)を使用し、そこにアンテナの取り付けに必要な加工として Fig. 4-2 のようなキャビティ部をはめ込むための穴と、アンテナとバケットを取り付けるために使用するボルトを通すための穴の加工、Fig. 4-3 のような計測用ケーブルが断線しないようにバケット側面に這わせるための溝及び計測用ケーブルを通すパイプの取り付け等の加工がなされている。バケットの仕様を示したものを Table 4-1 に示し、バケット全体図を Fig. 4-4 に示す。



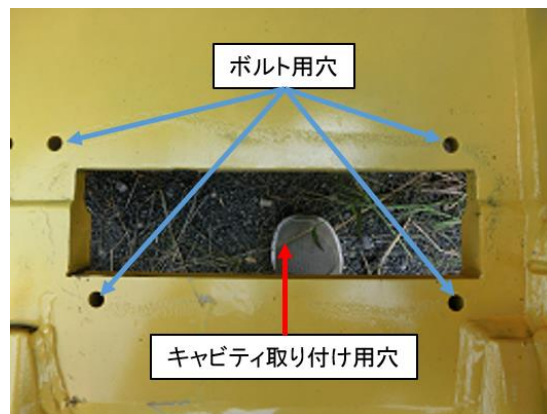
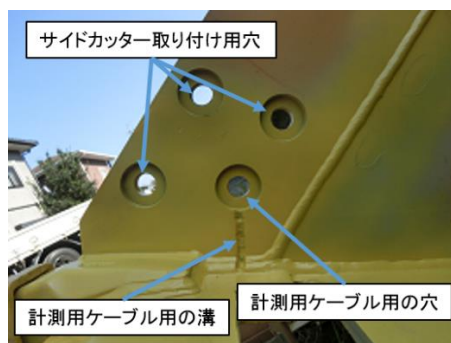


Fig. 4-2 アンテナ底面加工部



(a) バケット内側



(b) バケット外側

Fig. 4-3 アンテナ側面加工部



Fig. 4-4 バケット全体図



Table 4-1 油圧ショベル(型番：312B)の仕様

CATERPILLAR 312B 油圧ショベル	
機械総重量[kg]	12,800
最大積載荷重[kg]	700
平均接地圧[kg/cm <sup>2</sup> ]	0.46
機体重量[kg]	9,860
ブレーカーユニット最大重量[kg]	1,000
定格出力[PS]	85
最高走行速度[km/h]	5.5

また、アンテナ後方部とバケット底面の間に隙間ができており、実験時に土の圧力によりアンテナと給電部が接触不良を起こす可能性があるため、それを低減させるためにアンテナ後方部とバケット底面の間に Fig. 4-5 のような木の板を挟むことによって、アンテナ後方部に土の圧力がかかることによる給電部の接触不良を防ぐようにする。

次に、バケットの側面について述べる。アンテナから露出している計測用ケーブルを、Fig. 4-3(a)に示すような溝に通しサイドカッターと呼ばれるバケット使用時に側面の磨耗を抑制するためのものを取りつけるボルトを通すための穴に通して、バケットの外側に出す。その後 Fig. 4-3(b) に示すような計測用ケーブルの断線を防ぐための配管に通し、バケットと油圧ショベルのアーム部との結合部付近からケーブルを排出することによって掘削時の計測用ケーブルの断線を防いでいる。

また、サイドカッターを取り付ける際、溝に通している計測用ケーブルが露出している部分があり、土の侵入によって断線や破損を避けるため隙間に油粘土を Fig. 4-6 のように敷き詰める。その後ケーブル保護管から通される計測用ケーブルは Fig. 4-7 のように油圧ショベルのアーム部及びブーム部に計測用ケーブルをある程度の余裕ができるようにたわませた状態で括りつける。これは油圧ショベルが動作するときに計測用ケーブルも巻き込んで掘削してしまうことや、計測用ケーブルを張った状態で使用すると油圧ショベルの挙動によって断線してしまう可能性があるからである。

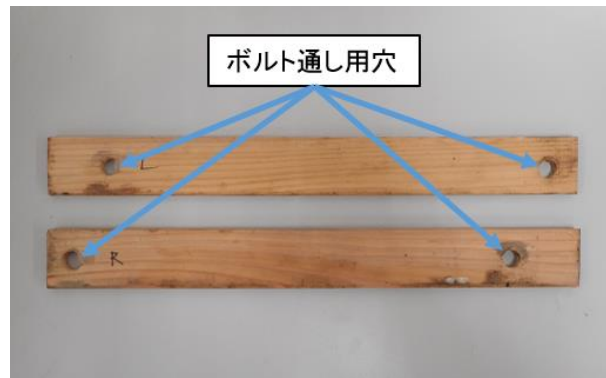


Fig. 4-5 試作アンテナに下に挟むための木の板

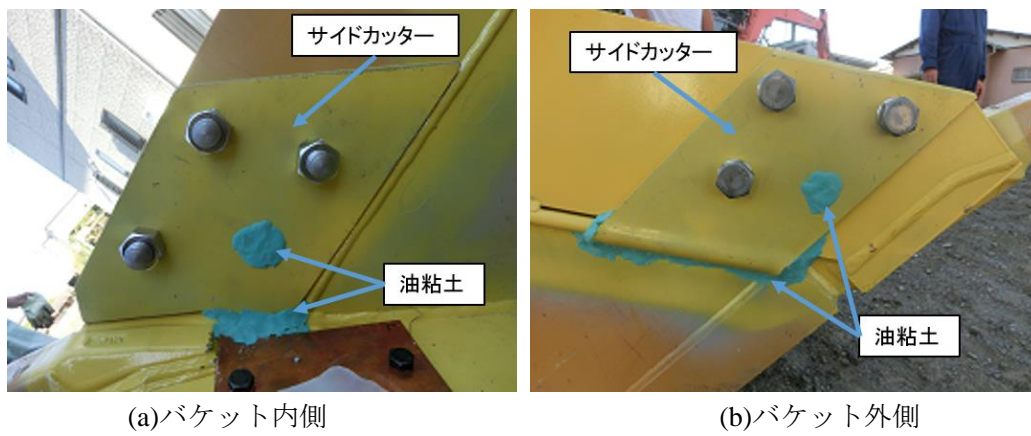


Fig. 4-6 サイドカッター取り付け後の様子



Fig. 4-7 油圧ショベルに括りつける計測用ケーブルの様子

## 4-2 使用アンテナ

まず、先行研究で使用したアンテナの構造を以下の Fig. 4-8 に示す。先行研究では、寄生素子付きのスロットアンテナを使用していた。寄生素子は給電スロットより長く、アンテナ後方への放射を抑え、前方方向に指向性を傾けるようにするためである。スロットアンテナ及び寄生素子付きアンテナについては本論文の付録に記載しているので目を通して頂きたい。先行研究で作成したアンテナのパラメータに関しては以下の Table 4-2 に示す。キャビティの形状としては、全スロットを覆うような箱型の形状である。給電方法は、スロットの中央に1点で給電している。そのアンテナの全体図を Fig. 4-8 に示す。またシミュレーションでの指向性特性を Fig. 4-10 に示す。なお、Fig. 4-11 に示すように E 面とはアンテナに対して垂直な面、H 面は平行な面から見た時の指向性のことを表す。序論でも述べたように、先行研究時のアンテナはバケット前方を探索できるようにするため、寄生素子を設けることで E 面の強指向性方向をバケット前方に対して  $60^\circ$  上方向に傾けていた。

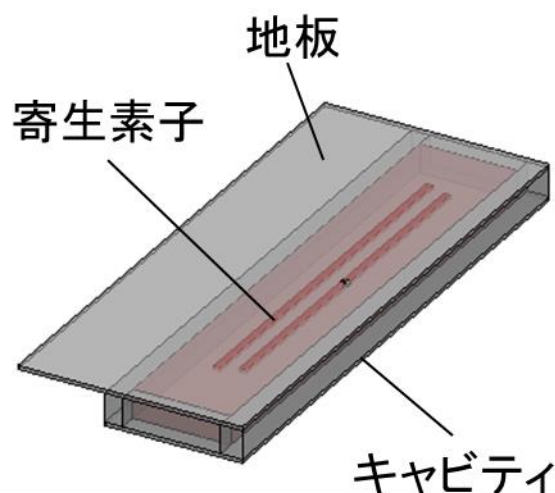


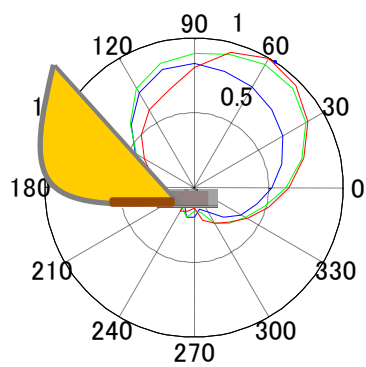
Fig. 4-8 寄生素子付きスロットアンテナ

Table 4-2 先行研究時のアンテナパラメータ

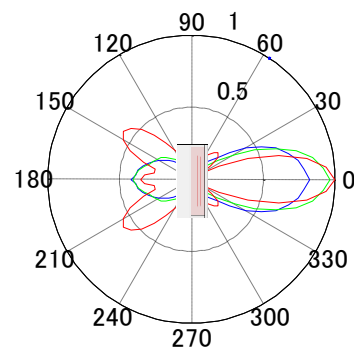
地板のサイズ	124×300×2mm
キャビティのサイズ	76×300×18mm
給電素子の長さ	200mm
寄生素子の長さ	208mm
スロット幅	4mm
スロット間隔	8mm
キャビティ厚さ	16mm



Fig. 4-9 アンテナ全体図

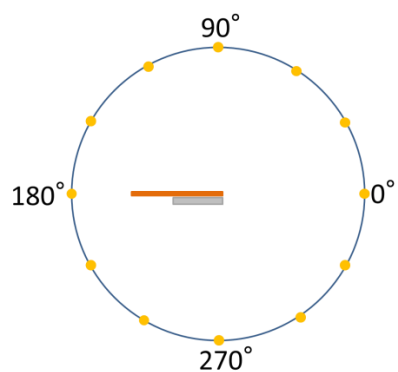


E 面

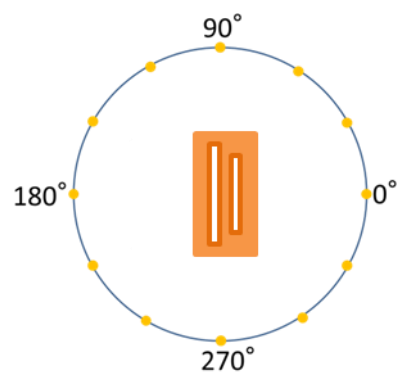


E 面

Fig. 4-10 先行研究時のアンテナの指向性



E 面



E 面

Fig. 4-11 E 面 H 面の定義

本研究ではバケット底面方向に存在する埋設物のイメージングをおこなうため Fig. 4-12 に示すように埋設物の上を掘り進めながら、バケットの底面方向を探索できるようにアンテナ E 面の指向性もバケット底面方向に向いている必要がある。したがって、使用するアンテナは Fig. 4-13 に示す単純なスロットアンテナを採用した。そのアンテナのパラメータを Table 4-3 示す。アンテナのパラメータは先行研究で用いた寄生素子付きスロットアンテナと同様であり、変更点は 2 点存在する。一つ目に、バケット底面側に電磁波が放射するように、給電スロットを地板側からキャビティ側に移動した。二つ目に、寄生素子を無くすことで、E 面の指向性がバケットの真下を向くように変更した。

以上の点を変更して付録に記載している FDTD シミュレーションを行った際の E 面、H 面のシミュレーション結果を Fig. 4-14 に示す。E 面指向性特性、よりアンテナ後方への放射がほとんどなくバケット底面方向に強く放射しており、FB 比に優れていることが分かる。

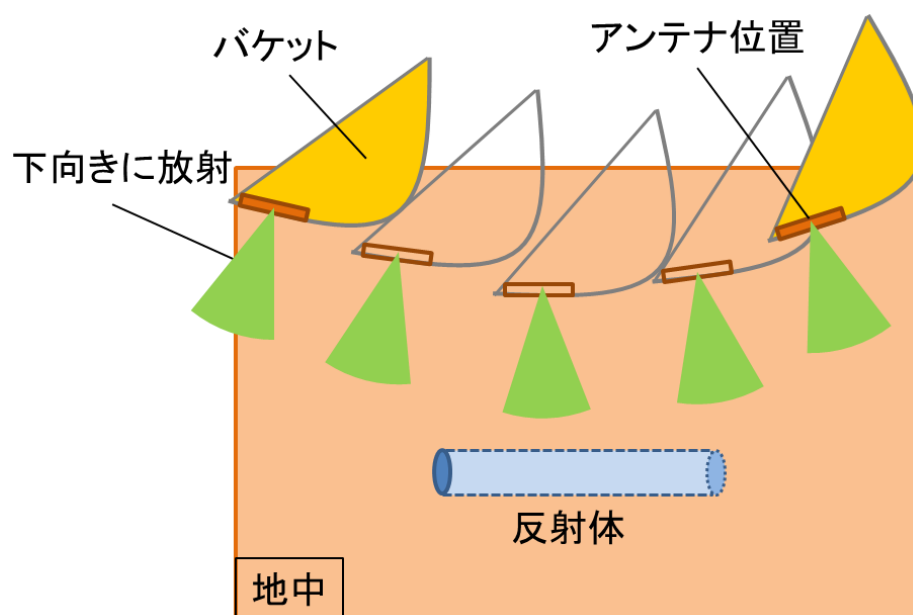


Fig. 4-12 変更後のアンテナを用いた掘削イメージ

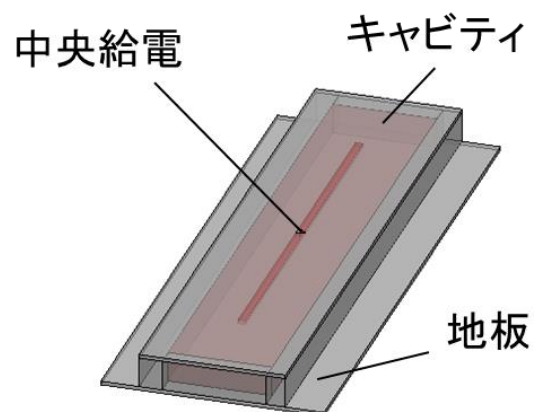
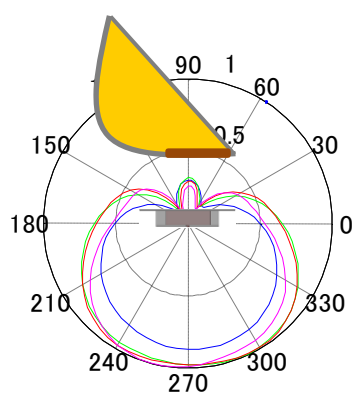


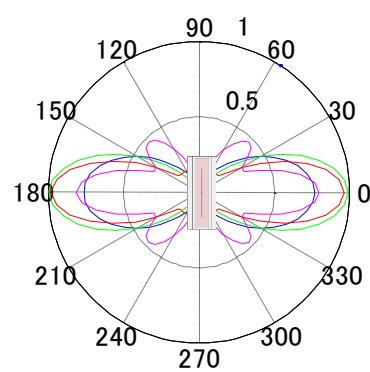
Fig. 4-13 変更後のアンテナ

Table 4-3 アンテナのパラメータ

給電スロットの長さ	200 mm
スロットの幅	4 mm
地盤サイズ	124×300×2 mm
キャビティのサイズ	76×300×18 mm



E 面



H 面

Fig. 4-14 変更後の指向性



したがって、目的としていたアンテナの条件を満たしていることが確認できたため、シミュレーションでのパラメータを用いて実際に使用するアンテナを作成した。アンテナの全体図及び詳細図を Fig. 4-15、Fig. 4-16 に示す。地板とキャビティ底面には銅板を、キャビティにはアルミを使用している。地板の銅板のサイズは  $365\text{ mm} \times 156\text{ mm} \times 2\text{ mm}$ 、キャビティ底面の銅板のサイズは  $300\text{ mm} \times 76\text{ mm}$  で、アルミのサイズは  $300\text{ mm} \times 76\text{ mm} \times 16\text{ mm}$  である。また、シミュレーション時より地板が大きくなっているがこれはシミュレーション時の地板サイズではアンテナを取り付けることができないためである。外側の 4 つの大きい穴(穴の径:M10)はバケットに取り付ける際のものであり、内側の小さな 3 つの穴(穴の径:M3)はキャビティと地板を取り付けるためである。また、アンテナの強度向上のため、キャビティ部とスロットにエポキシ樹脂を充填している。



Fig. 4-15 作成したアンテナ(キャビティ側)

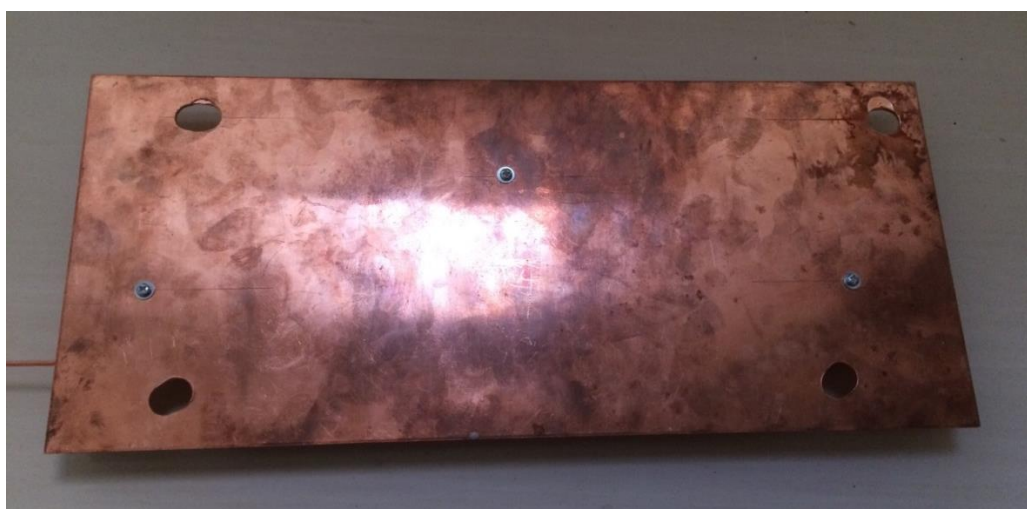


Fig. 4-16 作成したアンテナ(地板側)

### 4-3 超音波センサの設置

超音波トランスデューサをバケットに取り付ける位置についてだが、掘削時に土が干渉するのを避けるため、Fig. 4-17 のようにバケットの縁と平行になるようにアルミの棒を万力で固定し、延長上に送信センサを設置した。Fig. 4-18 に示す受信センサについては、送信側と同様にアルミフレームを用いて受信点を固定できるような機構を作製し、超音波トランスデューサの指向性の制限及び、パワーショベルのアームとの接触の恐れを考慮して、受信センサ間の距離を広げすぎず、アームの両側に受信センサを配置した。また、送受信センサは Fig. 4-19 のように、角度が調節できるクリップを使用してアルミフレームにセンサを固定した。



Fig. 4-17 送信センサの設置概要



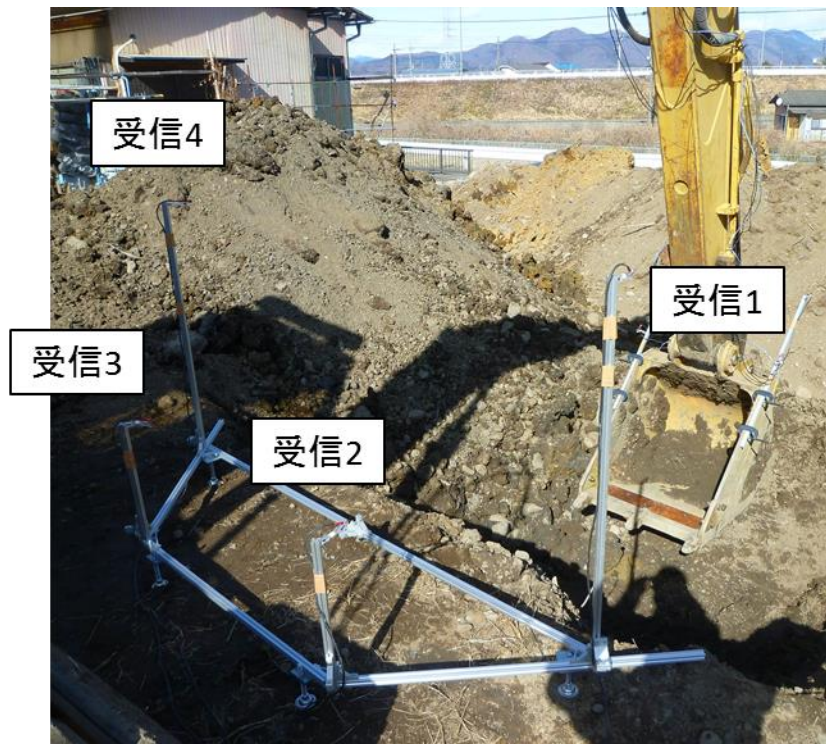


Fig. 4-18 受信センサの配置概要

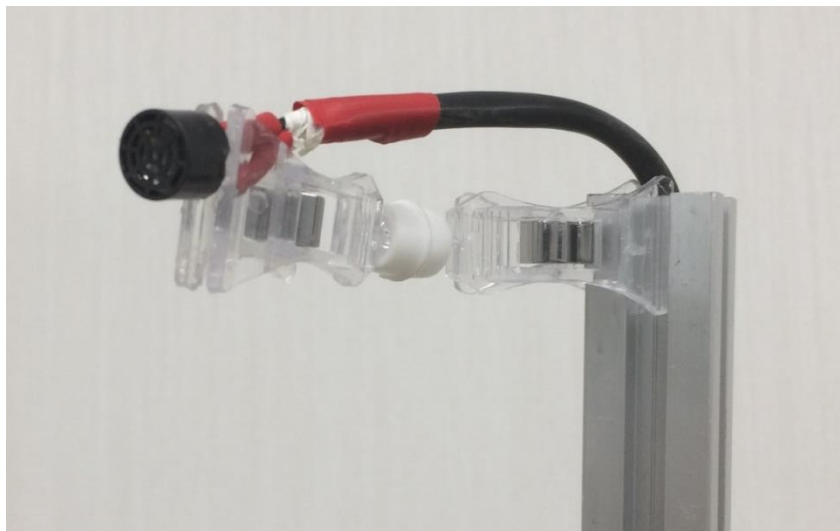


Fig. 4-19 送受信センサのアルミフレームへの固定

## 4-4 計測システム

今回の実験において計測装置としてネットワークアナライザを使用するため、設定値等を示す。Fig. 4-20 に使用したネットワークアナライザを、Table 4-4 に設定値を示す。

Table 4-4 の設定値において、1 秒間あたりに計測できる回数は約 12 回である。また、位置推定に所要する測定時間と合わせると本システムのトータルの計測速度は 1 秒あたり 5～6 回となる。



Fig. 4-20 メーカー名：ADVANTEST 型番：R3765CH

Table 4-4 ネットワークアナライザの設定値

計測量	$S_{21}$
スタート周波数[MHz]	40
エンド周波数[MHz]	2042.5
ポイント数	201
IF AVG[kHz]	10
Power[dBm]	15

## 第5章 地中での反射体3次元イメージング実験

### 5-1 実験の概要

前章で示す地中レーダシステムを用いて行った地中での反射体3次元イメージング実験の概要について述べる。行った実験は2パターンであり、それらの実験概要を Fig. 5-1、Fig. 5-3 に示す。まず、Fig. 5-1 に示す実験1の概要について説明する、本実験で使用した反射体は長さ1 m で径11 cm の塩ビ管パイプを用いた。まず、Fig. 5-2 のように深さ約1 m の位置にバケットの掘削軌道と垂直になるように反射体を配置する。その際バケットの先端を反射体の両端に配置し、位置推定を行うことであらかじめ反射体の埋設位置を確認する。その後、反射体に土をかぶせ、バケットで地面を掘削しながら反射体の上をゆっくりと移動させるのと同時にリアルタイムでアンテナの位置推定およびレーダ波形の取得を行う。それらのデータをPCに取り込み後、マイグレーション処理を施すことで反射体の3次元イメージングを行う。Fig. 5-3 の実験2については、反射体の埋設方向が掘削軌道に対して平行に配置し、実験1と同様の流れで反射体のイメージングを行う。実際の配置の様子を Fig. 5-4 に示す。また、実際に反射体の上を掘削する様子を Fig. 5-5 に示しており、バケットを移動させる速さについては20秒程かけて約2 m の幅を掘削している。ただし、双方の実験においてバケットの動作は操縦者の方の動かしやすい方法でバケットを進めているため、バケットの先端と反射体との距離を20~50 cm としている。また、バケットの移動速度は一定ではないため、アンテナ位置が不等間隔になってしまいイメージング結果に影響することが考えられるため、各アンテナ位置を中心として半径10 cm の球の中に存在するその他のアンテナ位置の個数が一定密度を超えるものは、その位置での時間波形は使用せず、一定の密度以下のものは時間波形をアンテナの個数で割ってからマイグレーション処理に使用することで密度の補正を行っている。

実験現場にてバケット位置姿勢推定を行う際の超音波センサでの受信波形及び位置姿勢推定結果の一部を Fig. 5-6、Fig. 5-7 に示す。バケットが移動中はリアルタイムで Fig. 5-6 のような受信波形を受信し、その波形をもとに「6自由度位置姿勢推定アルゴリズム」によって Fig. 5-7 のように各地点でのアンテナ位置を取得し続けている。

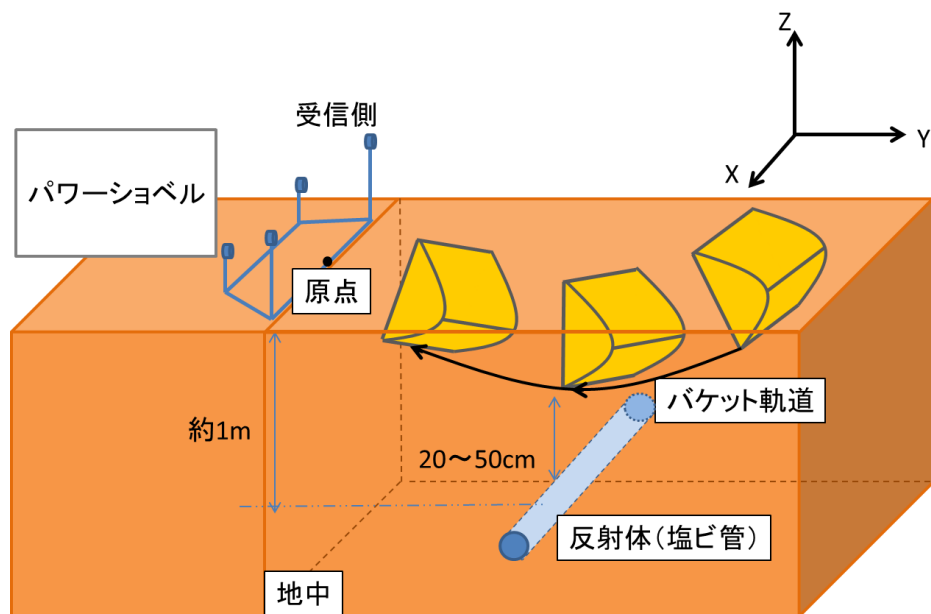


Fig. 5-1 地中での反射体イメージング実験 1 の概要図

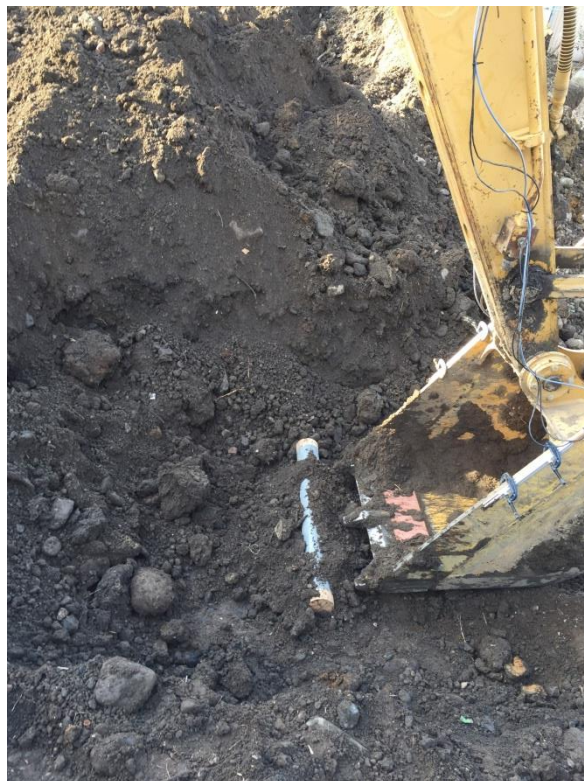


Fig. 5-2 反射体の配置(垂直)



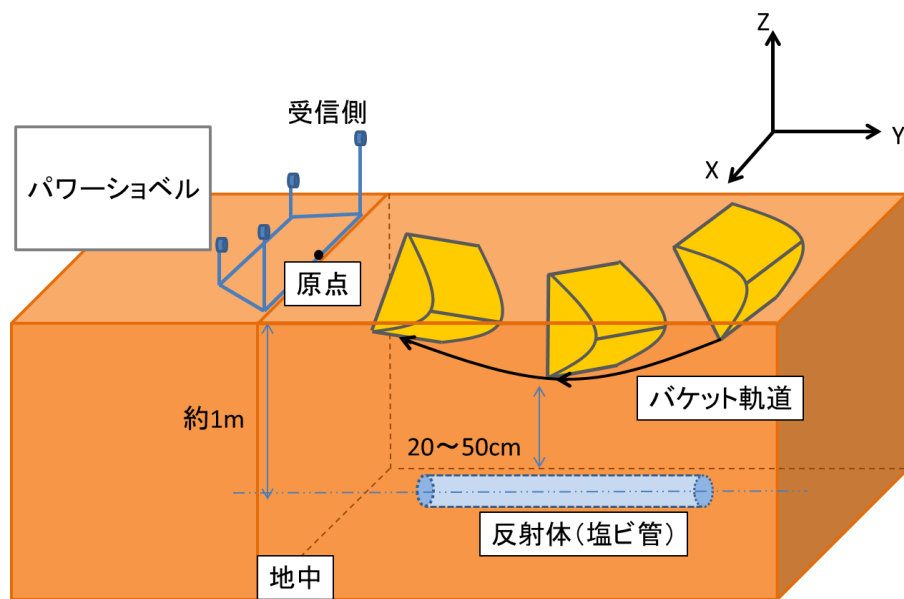


Fig. 5-3 地中での反射体イメージング実験 2 の概要図



Fig. 5-4 反射体の配置(平行)



(a) 5 秒後の様子



(b) 10 秒後の様子



(c) 15 秒後の様子



(d) 20 秒後の様子

Fig. 5-5 掘削時の様子

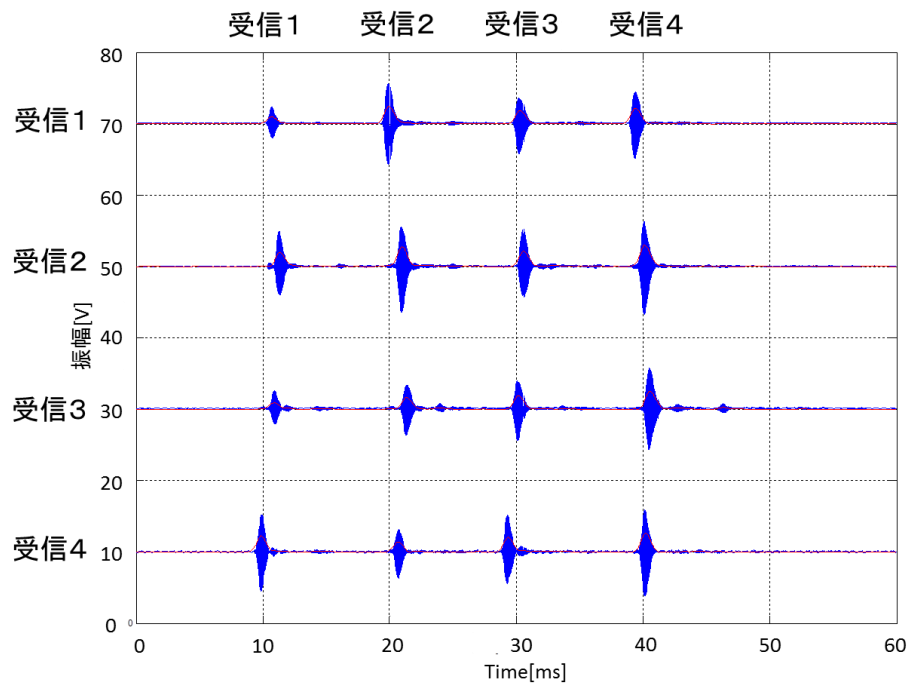


Fig. 5-6 超音波センサの受信波形

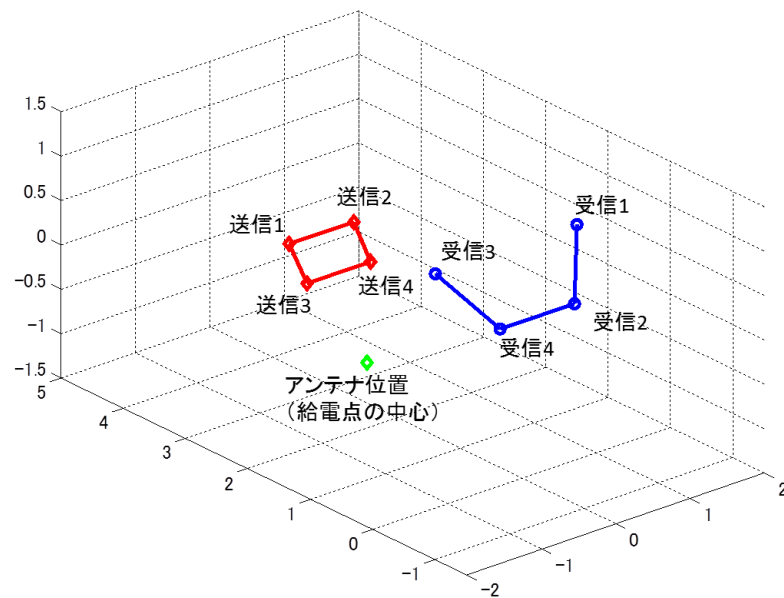


Fig. 5-7 位置姿勢推定結果

## 5-2 実験の結果

本項では前項で説明した地中での反射体3次元イメージング実験の結果を示す。Fig. 5-8、Fig. 5-9 に示す波形は、実験1及び実験2で取得した単発のレーダ時間波形であり、それぞれ5 ms 付近で反射体からの反射波を受信している。また、Fig. 5-10、Fig. 5-11 に示す波形は、Fig. 5-8、Fig. 5-9 のような Y 方向の各測位位置で取得したレーダ時間波形を片道伝搬距離に変換したものである。ただし、これらの波形は中心周波数 17 MHz、帯域幅 0.16 GHz のガウシアン型フィルター処理後の波形であり、地中の比誘電率を 10 としている。これらの時間波形をもとにマイグレーション処理後の各断面図のイメージング結果について、実験1の結果を Fig. 5-12、Fig. 5-13 に、実験2の結果を Fig. 5-14、Fig. 5-15 に示す。イメージング結果の白い線は XY 面及び YZ 面から見た時の反射体位置を表しており、黒い線は、バケット先端の掘削軌道を表している。また、赤で囲まれた結果は、反射体が埋設されている面でのイメージング結果である。Fig. 5-12、Fig. 5-13 の実験1のバケット掘削軌道にたいして埋設物を垂直に置いた結果については、反射体が埋設されている面において、実際の埋設物位置とイメージング位置が概ね一致しており、埋設物の位置推定が行えていると言える結果となった。Fig. 5-14、Fig. 5-15 の反射体を掘削軌道に対して平行に配置した時の結果では、反射体の埋設面において反射体位置付近での応答は見られるが、Y=150 cm 以下の範囲では反射体の応答が途切れてしまっているが、Y=230 cm あたりでは強い応答があり、一様な分布になっていない。この原因としては、Fig. 5-15 の掘削軌道を見ると、徐々に反射体位置から離れていることから、バケットが受信側に近づくにつれて受信波形が減衰してしまうことによる影響が考えられる。また、Fig. 5-15 において、イメージング結果が直線にならず、湾曲しているのは、地中の比誘電率の変化に伴って電波の伝搬速度も変化することで、時間波形の到達時刻が変化してしまう影響だと考えられる。

また、それぞれの実験において、フィルターの中心周波数による反射体が埋設されている面でのイメージング結果の違いを Fig. 5-13～Fig. 5-19 に示す。Fig. 5-16、Fig. 5-17 の埋設物が掘削軌道に対して垂直に埋設されている場合では、中心周波数によって埋設物位置での応答に大きな変化は見られないが、Fig. 5-18、Fig. 5-19 の埋設物が掘削軌道に対して平行に埋設されている場合では、中心周波数が大きくなるにつれて埋設物位置での応答が薄れてゆくことが確認できる。このことから地中イメージングでは、地中の水分によるローパス特性の影響があると考えられ、低周波成分の信号を使用することが好ましいと考えられる。



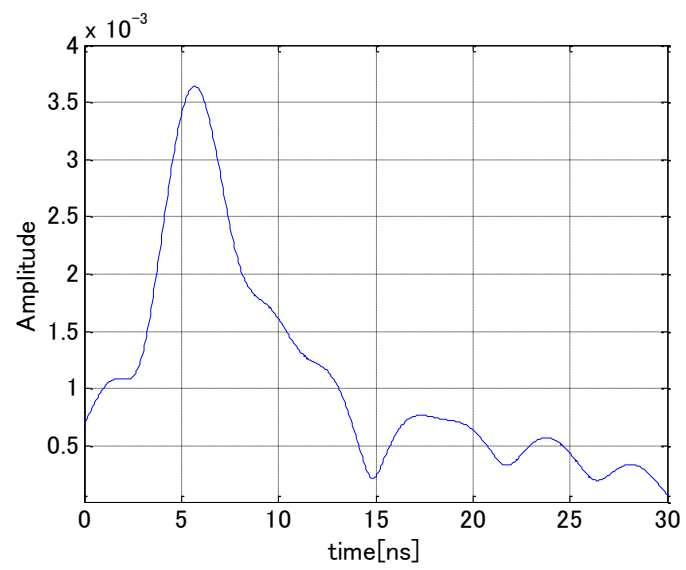


Fig. 5-8 実験 1 で取得した単発の時間波形

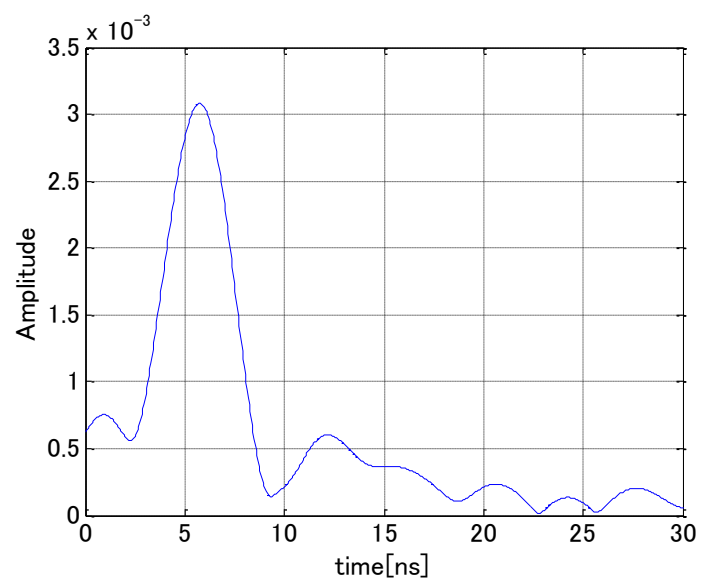


Fig. 5-9 実験 2 で取得した単発の時間波形

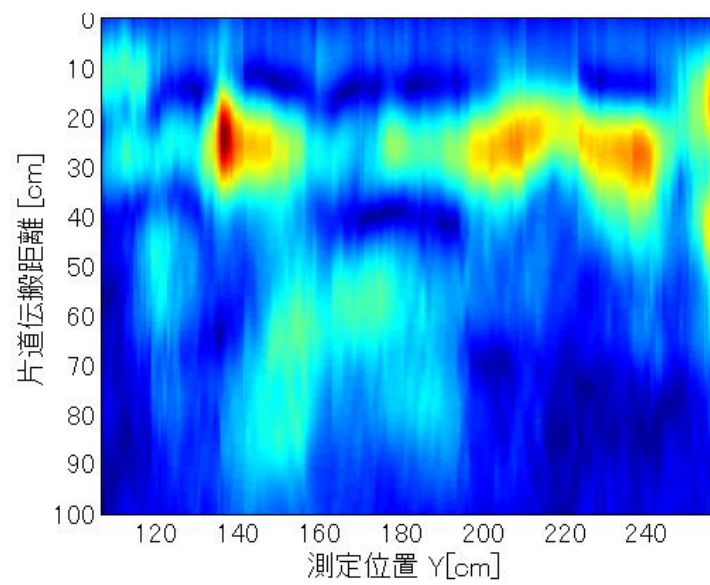


Fig. 5-10 実験 1 で取得した各測定位置での時間波形

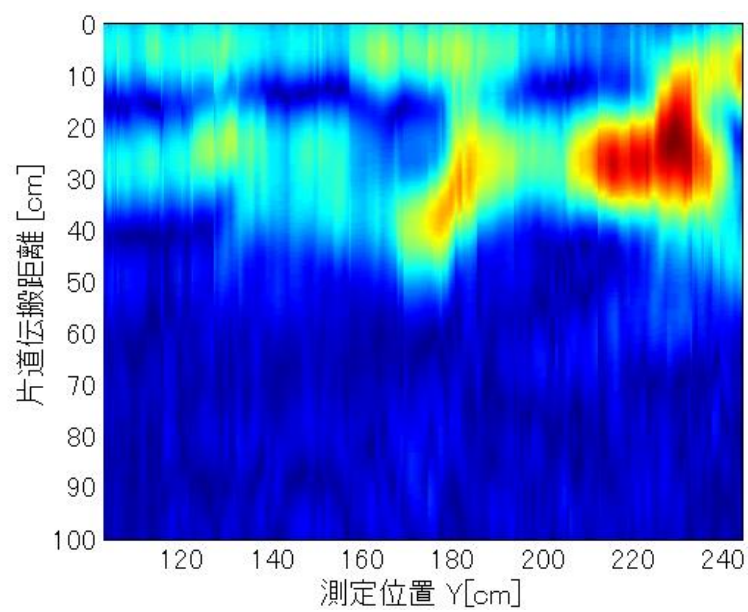


Fig. 5-11 実験 2 で取得した各測定位置での時間波形

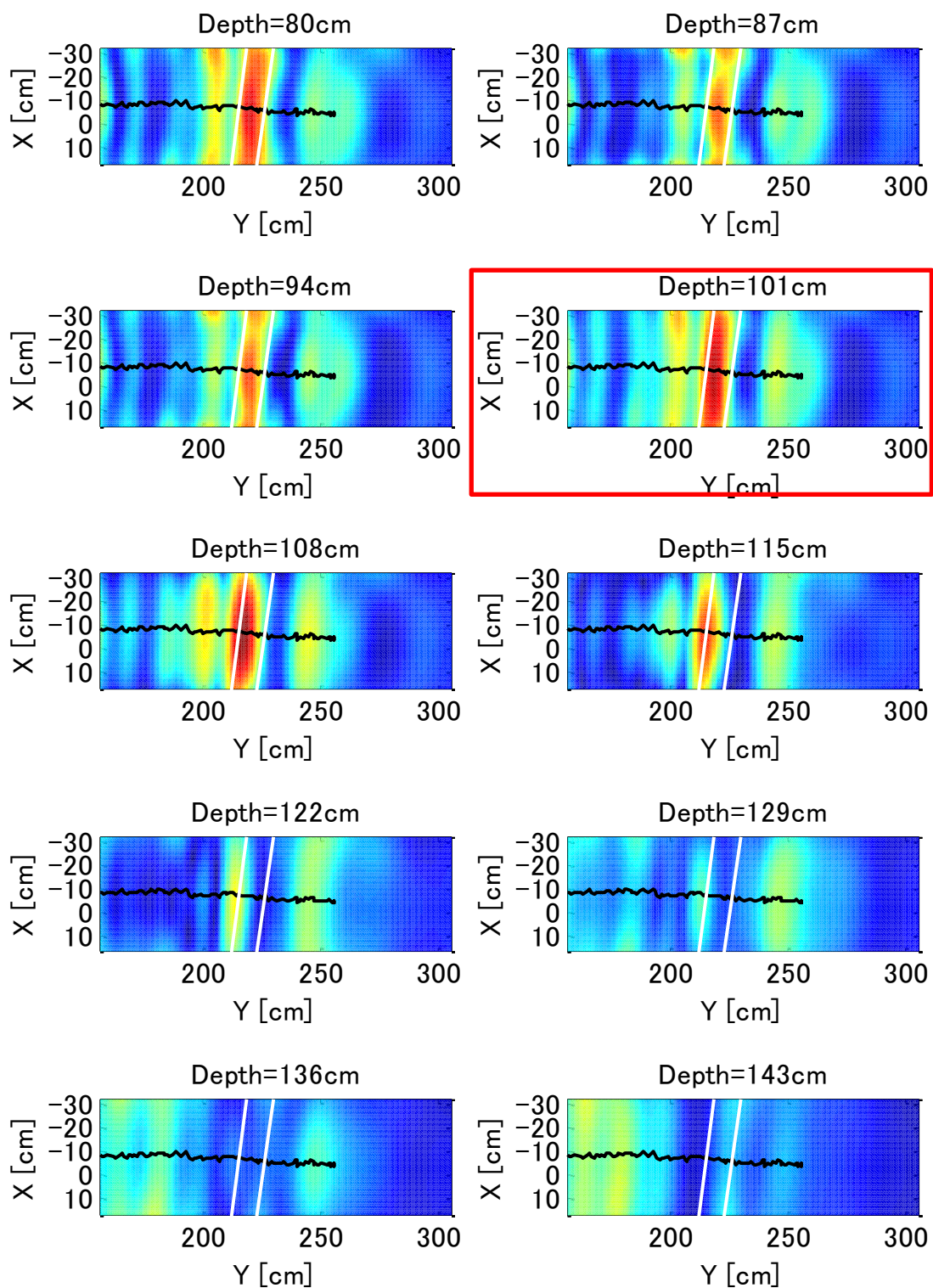


Fig. 5-12 実験 1 掘削軌道に対して反射体を垂直に埋設した場合での  
XY 面のイメージング結果

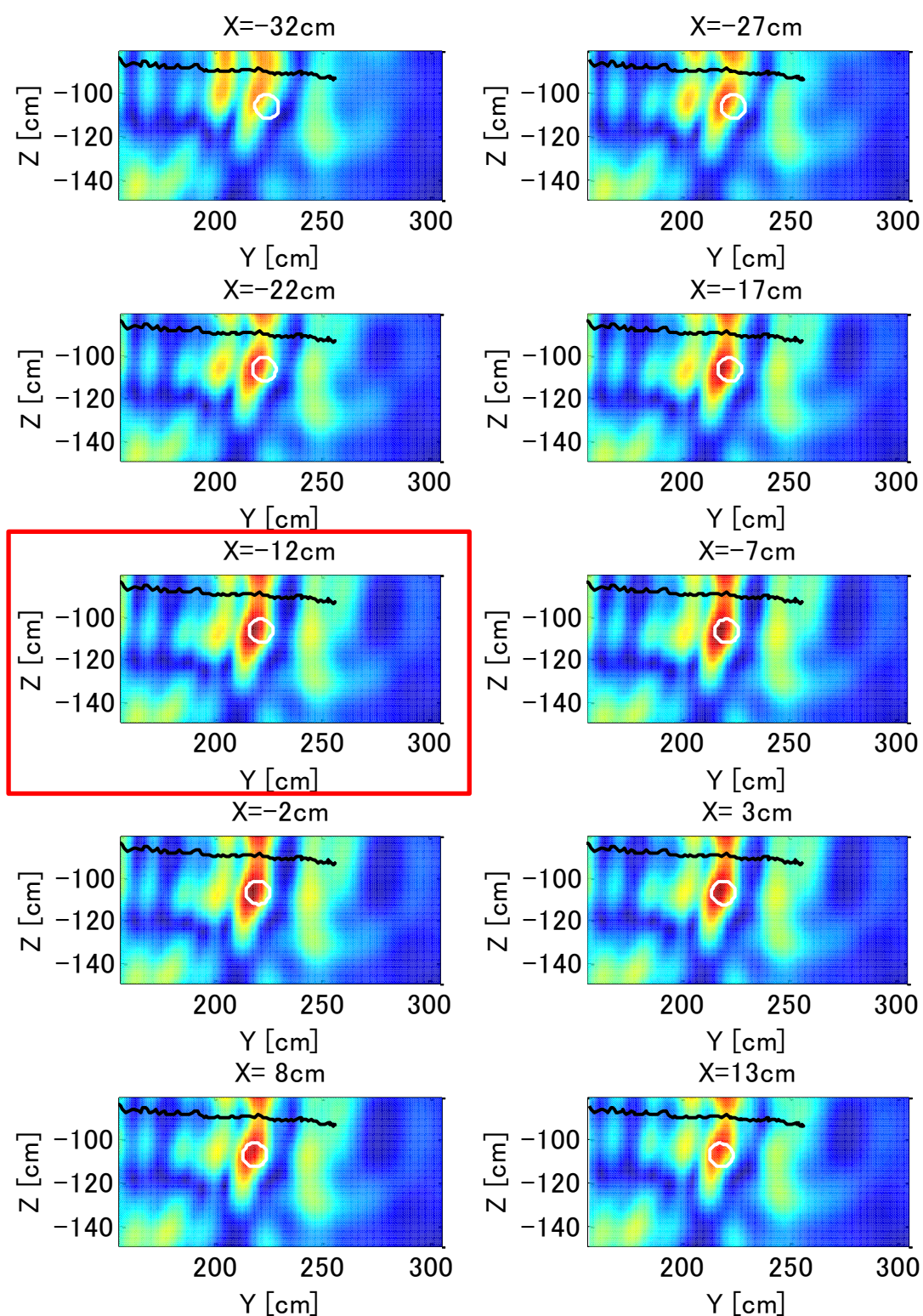


Fig. 5-13 実験 1 掘削軌道に対して反射体を垂直に埋設した場合での  
YZ 面のイメージング結果



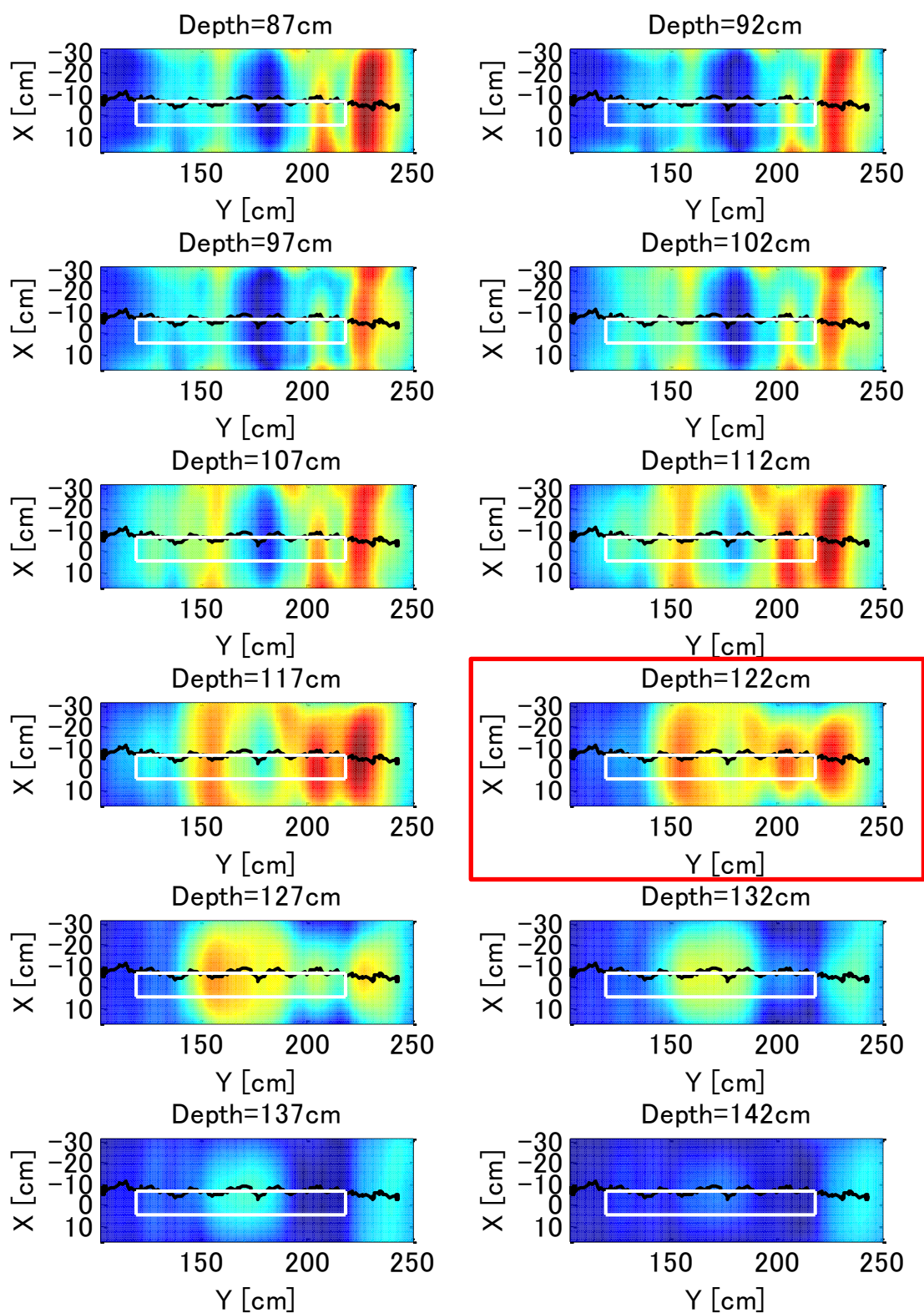


Fig. 5-14 実験 2 掘削軌道に対して反射体を平行に埋設した場合での  
XY 面のイメージング結果

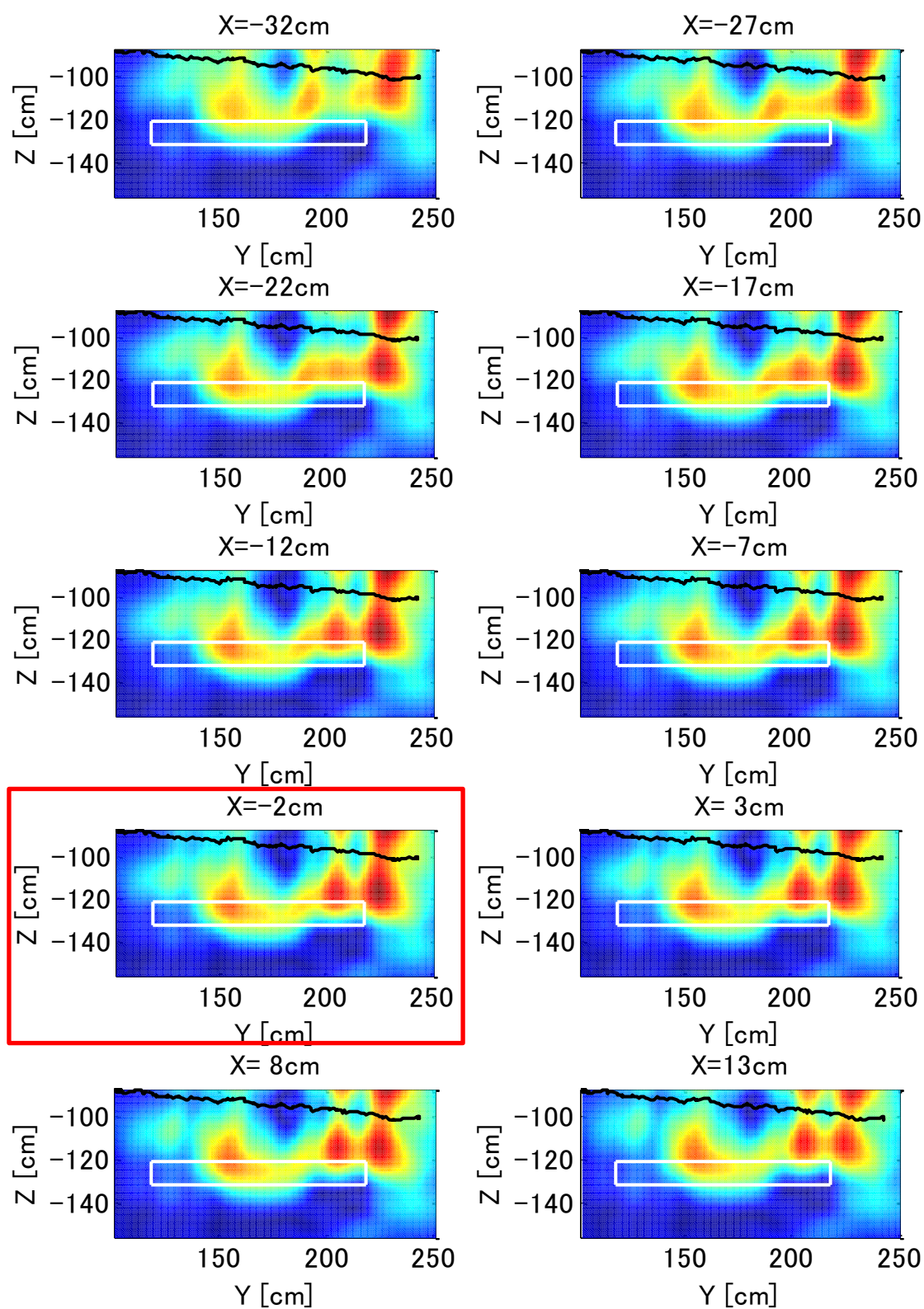


Fig. 5-15 実験 2 掘削軌道に対して反射体を平行に埋設した場合での  
YZ 面のイメージング結果

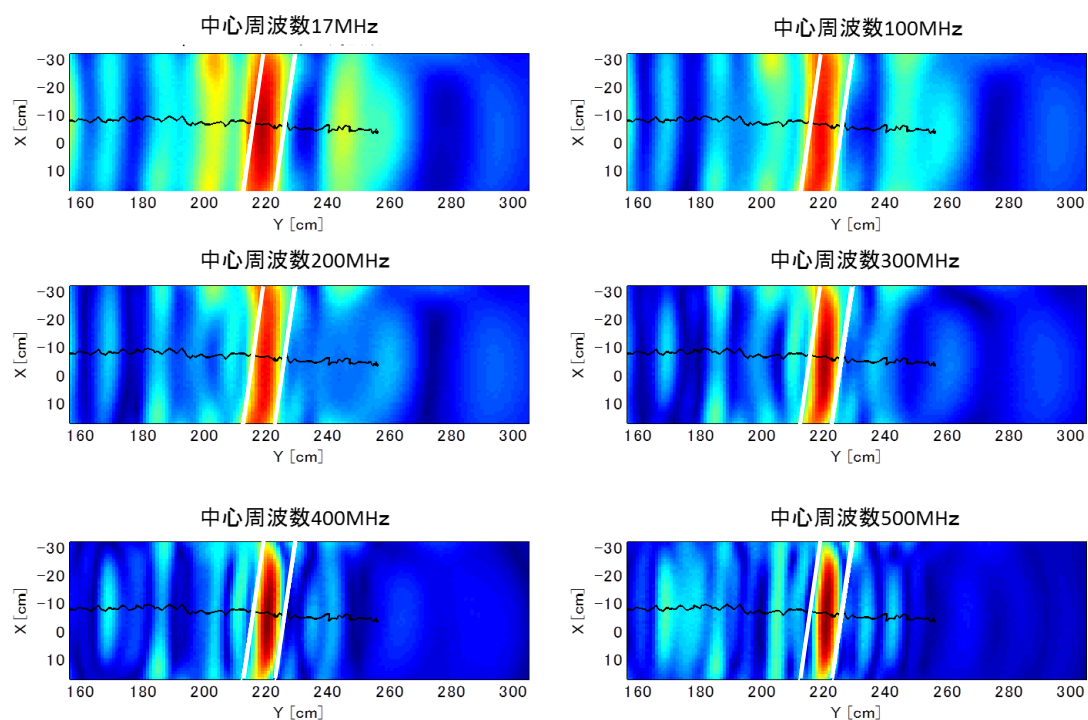


Fig. 5-16 実験 1 中心周波数によるイメージング結果の違い(XY 面)

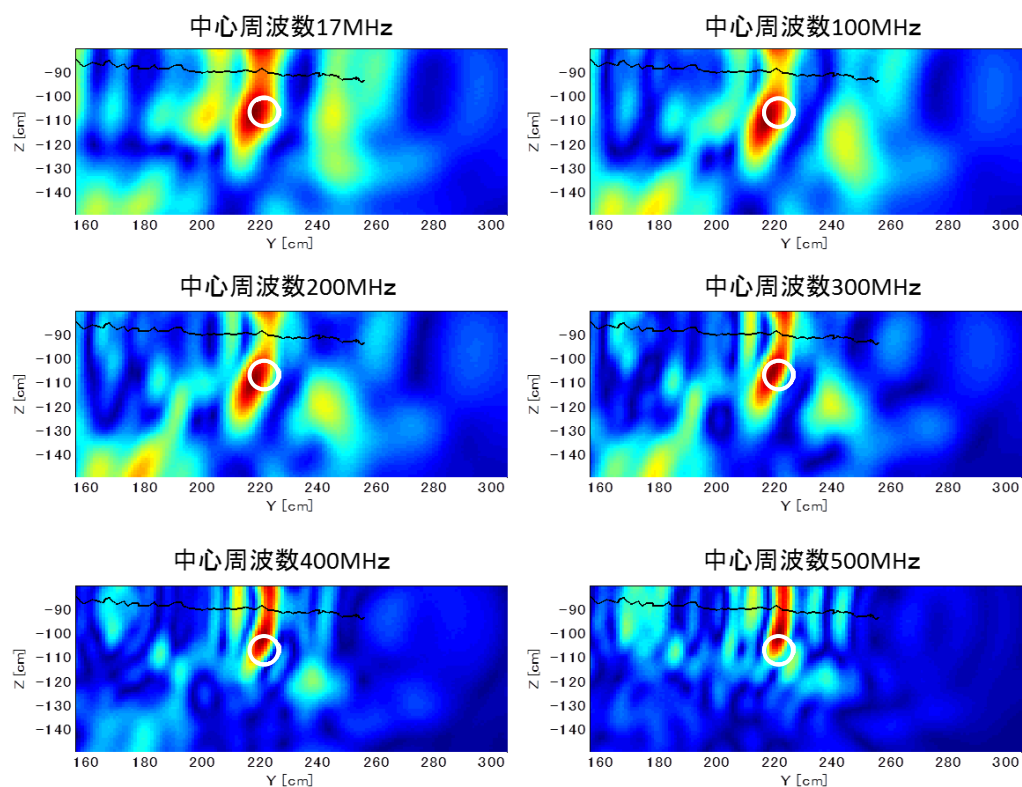


Fig. 5-17 実験 1 中心周波数によるイメージング結果の違い(YZ 面)

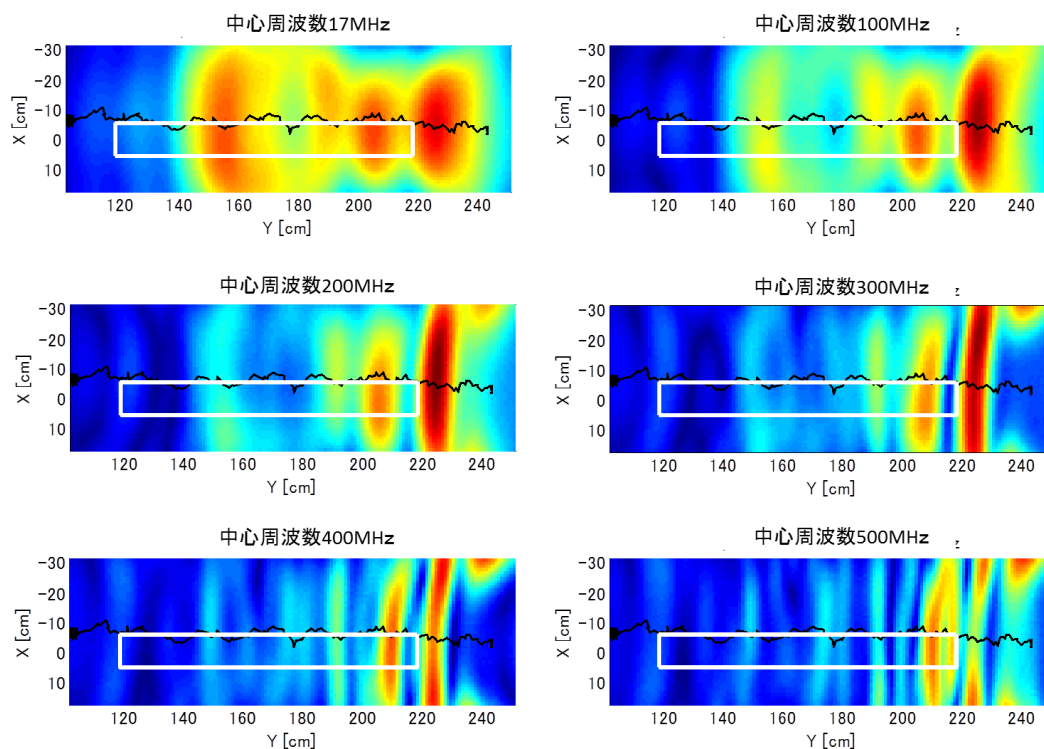


Fig. 5-18 実験 2 中心周波数によるイメージング結果の違い(XY 面)

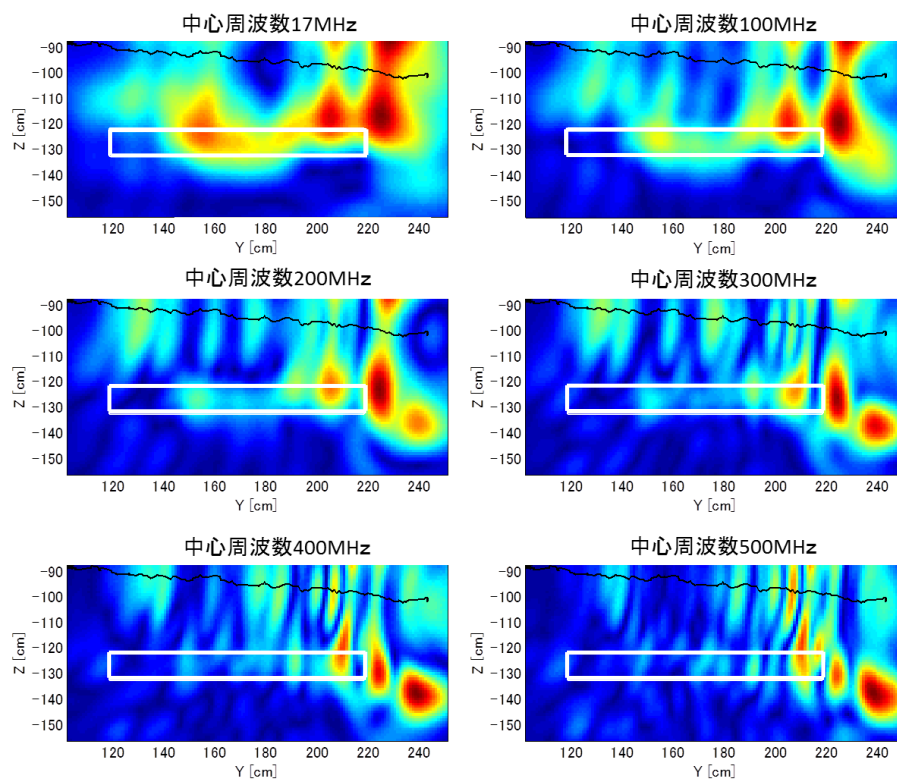


Fig. 5-19 実験 2 中心周波数によるイメージング結果の違い(YZ 面)



## 第 6 章 結論

### 6-1 結論

本研究は、新たに提案するアルゴリズムを用いてアンテナの位置推定を行う「バケット位置・姿勢推定システム」を開発し、先行研究にて提案された「バケット一体型地中レーダシステム」を用いて地中埋設物の 3 次元イメージングを行うことを目的として行われた。

第 2 章では、地中埋設物の 3 次元イメージングを行うための手法であるキルヒホッフマイグレーション処理の概要について述べた。

第 3 章では、マイグレーション処理を用いた地中イメージングを行うためには高精度且つリアルタイムでアンテナ位置を取得する必要があるということで、リアルタイムかつ高精度であり、送受信間距離の情報から簡易的に位置推定に使用することができることから、超音波センサを用いることを決定した。また、GPS 測位の原理にバケットに取り付けるセンサの相対的な位置は変わらないという先見情報を取り入れた「6 自由度バケット位置姿勢推定アルゴリズム」新たに提案し、シミュレーションを通して、提案法により GPS で用いられるアルゴリズムよりも位置推定精度が向上することを示した。その後、位置姿勢推定システムの概要について説明した後、実験的な精度評価を通して提案したアルゴリズムによって位置推定精度が向上することが確認できた。また、双方のアルゴリズムの相対位置誤差がマイグレーション結果にどの程度影響するのかをシミュレーションを通して確認し、その結果においても、提案法の方が優れていることが確認できた。

第 4 章では実験で使用するレーダシステムの概要について述べ、実験で使ったバケットやアンテナ、計測機器についてシステムの細部について説明した。また、イメージングを行う上でバケット底面方向に放射するアンテナにする必要があったため本実験では単純なスロットアンテナを使用することにした。

第 5 章では前章で説明したレーダシステムを用いて行う、地中での反射体イメージング実験の概要及び、その結果について述べた。反射体をバケットの掘削軌道に対して垂直に埋設した場合でのイメージングでは埋設物位置に顕著な応答が見られたが、平行に埋設した場合でのイメージングでは、 $Y=150\text{cm}$  以下の範囲では反射体の応答が途切れてしまっていることや、 $Y=230\text{cm}$  あたりでは強い応答が存在するなど、一様な分布になっていない結果となった。この原因としてはバケット先端の掘削軌道が徐々に反射体位置から離れてしまうことによって受信波形が減衰してしまうことによるものと思われる。反射体位置を確認するためにバケットの先端を反射体の端に両端に配置する際に、誤った位置で測位をしてしまったことが考えられる。また、地中の比誘電率の変化に伴って電波の伝搬速度も変化することでイメージング結果が直線にならず湾曲してしまう結果となった。

## 6-2 今後の課題

今後の課題としては以下の2点が挙げられる。

### 1. イメージングにおける補正法の検討

バケットの速度によってアンテナ位置が不等間隔になってしまいイメージング結果に影響することから、本研究では、アンテナ位置の密度による補正を行っていた。今回はある半径の球面内の個数で時間波形の振幅を調整していたが、それぞれのアンテナ位置での速度によって時間波形の振幅を調整するなど、より最適な補正法を見つける必要がある。

### 2. データ取得・処理速度の高速化

マイグレーション処理では、できるだけ多くの位置データ及びレーダ受信波形を取得することでよりイメージングはより顕著で連続的な応答が得られる。また、地中での反射体イメージング実験ではバケットで地面を掘削中に多くの位置データ及びレーダ受信波形を取得するため、バケットの移動速度をなるべくゆっくり動かしていた。したがってデータ取得・処理速度の高速化を図ることで、実用的なバケットの動作速度においても高精度な反射体イメージングが可能になると考えられる。

## 参考文献

1. 茂木 優人、三輪 空司“掘削時前方探査レーダのためのバケット一体型八木・宇田スロットアンテナの設計”2014 年度修士論文
2. 山本 涼、三輪 空司 “バケット一体型偏心給電スロットアンテナを用いた掘削時前方探査レーダに関する研究”2015 年度修士論文
3. 坂井 丈泰“GPS 技術入門”東京電機大学出版局
4. 新井 宏之“新アンテナ工学”総合電子出版社
5. 安達 三郎 “電磁波工学”コロナ社
6. 宇野 亨 “FDTD 法による電磁界およびアンテナ解析”コロナ社
7. 早川 正士 “波動工学” コロナ社

## 謝辞

本研究を行うにあたり懇切丁寧なご指導、ご協力を賜りました群馬大学大学院理工学府電子情報部門 准教授 三輪空司氏に深く感謝申し上げます。

本研究を行うにあたり懇切丁寧なご指導、ご協力を賜りました群馬大学大学院理工学府電子情報部門 本島邦行教授 弓仲康史准教授に深く感謝申し上げます。

FDTD 法においてご指導賜りました群馬大学工学部電気電子工学科助教 羽賀望氏に深く感謝申し上げます。

アンテナ作製にあたってご協力を賜りました群馬大学工学系技術部(研究推進支援センター) 尾池弘美氏に深く感謝申し上げます。

屋外実験にあたってご協力を賜りました有限会社アオキ代表取締役 青木邦裕氏に深く感謝申し上げます。

最後に、研究において丁寧な指導をしていただいた三輪研究室の皆さんに心より感謝申し上げます。

## 研究業績

### 研究発表

- 1) 鈴木智洋、三輪空司、”地中前方探査のための地中建機一体型レーダアンテナの開発”  
2016 年度電気学会産業応用部門大会、論文番号 Y-69, 2016 年 8 月、前橋
- 2) 鈴木智洋、三輪空司、“送受信超音波トランスデューサアレイを用いたバケットの 3 次元位置推定”第 7 回 電気学会東京支部栃木・群馬支所 合同研究発表会, 論文番号 ETG-17-69、ETT-17-69、2017 年 3 月、足利

### 受賞

- 3) 2016 年度 電気学会産業応用部門大会 Young Engineering Poster Presentation Competition 受賞

## 付録 スロットアンテナについて

無限導体板に長さ  $L$ 、幅  $W$  のスロット ( $L \gg W$ ) を開け、スロット間を給電したものをスロットアンテナという。図のように高周波電源を接続すると、Fig. 2-1 のような電界と磁界を生じる。電界はスロットの両端で 0 となるため、 $L = \lambda/2$  となる電界の定在波を生じるとスロットが共振する。このときの磁界は、スロットの長さ方向にほぼ一様な分布となる。

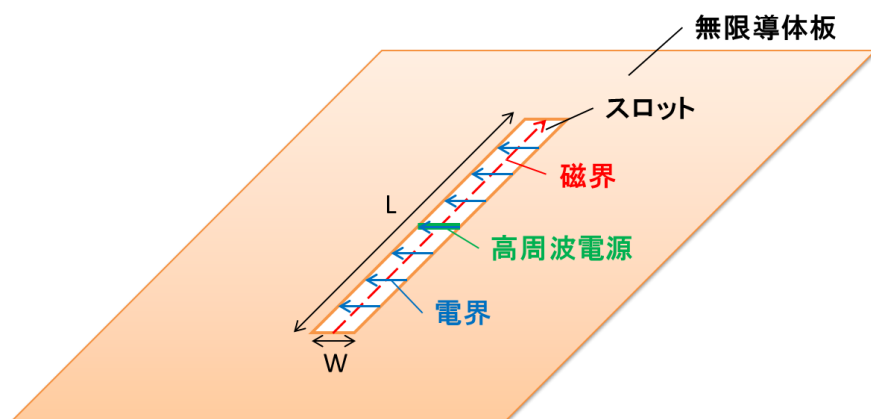


Fig. 2-1 スロットアンテナ

次に、スロットアンテナの放射をスロットで共振している電界が空間に広がっていく様子から考える。ここで Fig. 2-3 のように、磁流からの放射電界は  $z > 0$  ではスロットのものと同一で、 $z < 0$  では電界の向きが逆になる。一般に、スロットアンテナは導波管などに切られ、導体の片側に放射させるので、 $z > 0$  の領域で考えれば、スロットからの放射と磁流からの放射は同一とみなせる。スロット内の電界  $E$  とスロットからの放射電界が同じになる磁流  $M$  との関係は、 $x$  方向の単位ベクトルを  $n$  として次のように定義する。

$$M = E \times n \quad (2.1)$$

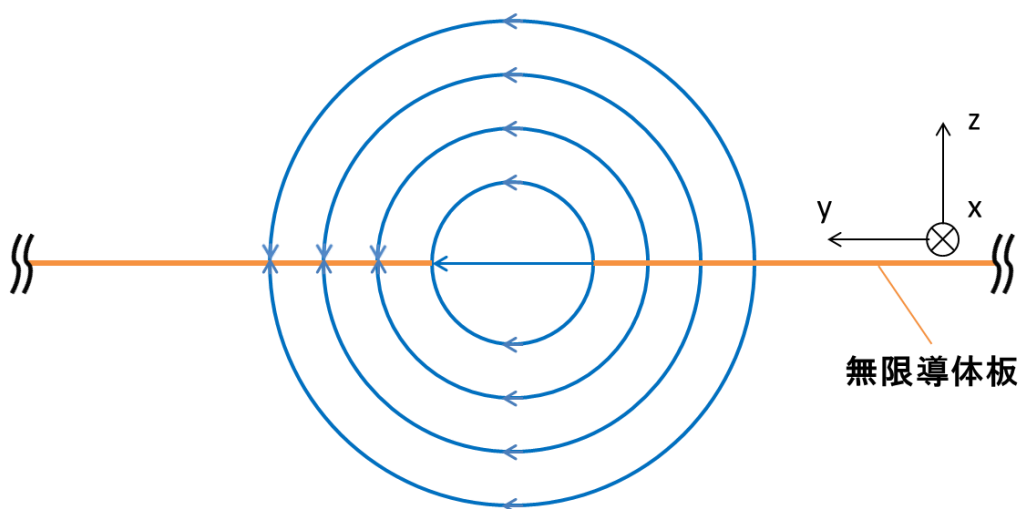


Fig. 2-2 スロットからの放射

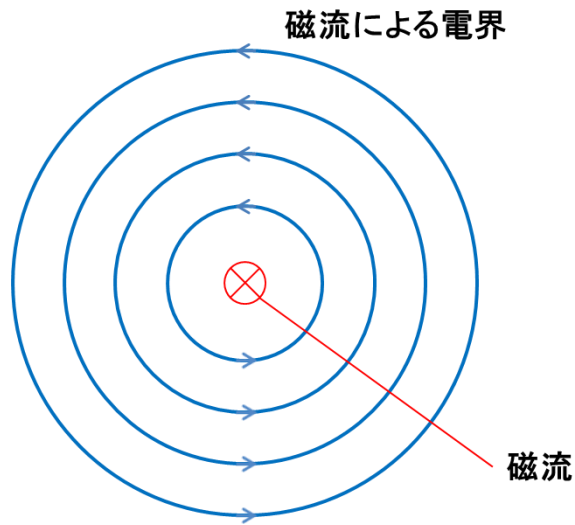


Fig. 2-3 磁流からの放射

電界は  $x$  方向に正弦波分布しているので、磁流の  $x$  方向分布は半波長ダイポールアンテナと同じである。したがって、スロットからの放射界は、半波長ダイポールアンテナの放射界をバビネの原理を用いて次のように置き換えて求められる。

$$E_\theta \rightarrow H_\theta, \quad H_\phi \rightarrow -E_\phi \quad (2.2)$$

スロットの場所に仮定できる磁流と放射界の関係は、Fig. 2-4 のようになり、 $H_\theta, H_\phi$  の  $\theta$  方向の指向性は

$$D(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{k_0 L}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{k_0 L}{2}\right)}{\sin \theta} \quad (2.3)$$

と表され、 $\phi$  方向には無指向性である。

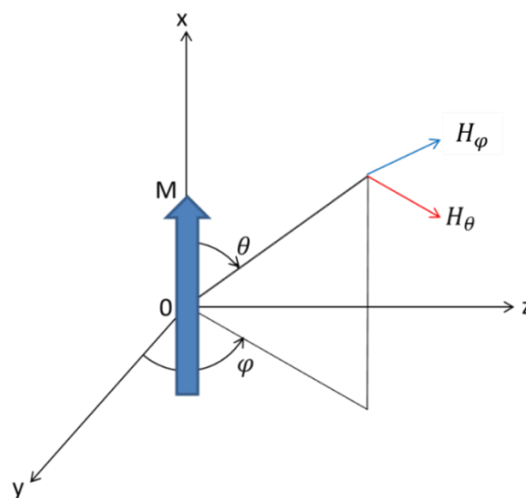


Fig. 2-4 スロットからの放射界

また、キャビティとは Fig. 2-7 に示した通り、スロットアンテナの底面からスロットを覆うような形状をとった箱状の金属である。スロットアンテナは実用上キャビティを必要とし、役割としてはキャビティ内部に電流を閉じ込め、底面方向への放射を防ぐといった効果がある。

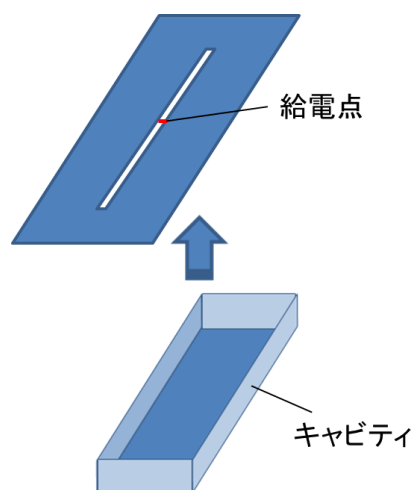


Fig.2-5 スロットアンテナ